radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Abstimmbarer Pentodenmultivibrator

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JANUAR 1962
1

10 JAHRE
radio und fernsehen



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

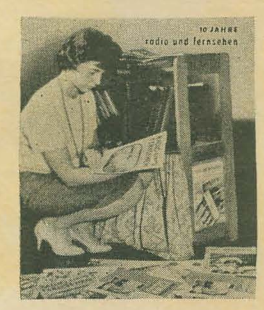
Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



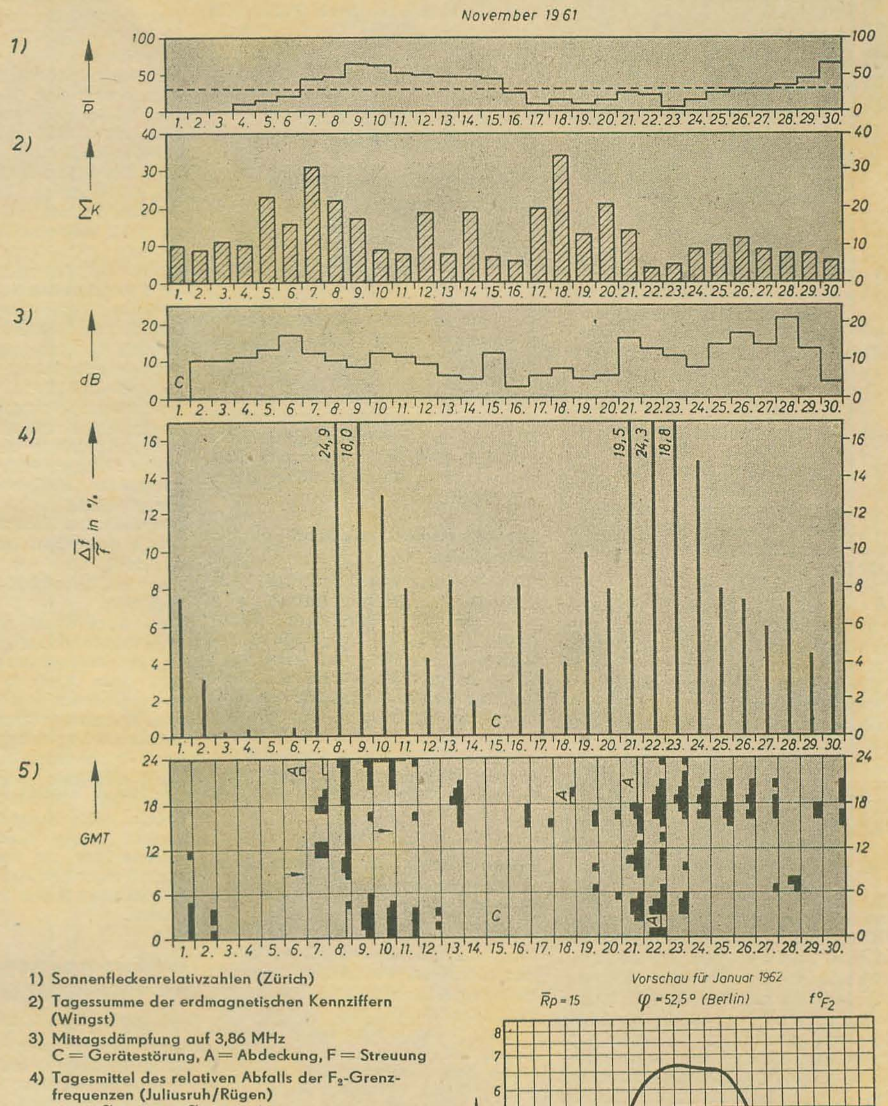
Titelbild:

Unser Fräulein Titelbild blätterte bei diesem Schnappschuß in zehn Jahrgängen radio und fernsehen. Welche Erinnerungen uns dabei kamen, lesen Sie auf Seite 6.

Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1961 und Vorschau für Januar 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

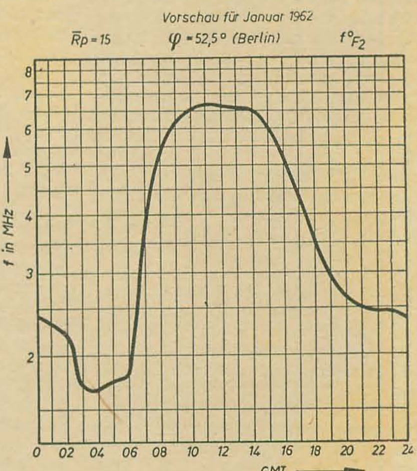


1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung, F = Streuung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert

$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde

Streuecho   Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Germaniumdioden als veränderliche Widerstände in Spannungsteilern ●

Tobitest II — ein Prüfgerät mit ungewöhnlicher Technologie ●

Drei Bauanleitungen für die Werkstatt ●

Logische Schaltungen ●

Grenzfrequenz und Anstiegszeit mehrstufiger RC-Verstärker ●



▼ **Ein großes, allerdings nicht schwenkbares Radioteleskop** mit einer horizontalen Ausdehnung von 130 m ist beim astronomischen Hauptobservatorium der Akademie der Wissenschaften der UdSSR in Pulkowo bei Leningrad für Messungen im Bereich von 3···30 cm in Betrieb.

▼ **Als Neuheit** gibt es in den USA Stereo-FM-Empfänger, bei denen sich der Stereozusatz automatisch einschaltet, wenn der empfangene Sender von Mono auf Stereo übergeht.

▼ **Ein amerikanischer Weltraumversuch** mußte vorzeitig abgebrochen werden. Ein Raumkörper, in dem sich ein Schimpanse befand, sollte nach einer dreimaligen Erdumkreisung über dem Atlantik niedergehen. Schon nach der zweiten Umkreisung wurde jedoch eine Erhöhung der Temperatur in der Kabine festgestellt. Darauf mußten die Bremsraketen gezündet werden. Die Kapsel mit dem Schimpansen konnte aus dem Wasser geborgen werden.

▼ **Einen transistorisierten Allwellenempfänger für Netzanschluß** brachte die österreichische Firma Minerva mit ihrem Typ „Vanguard Alltransistor“ heraus. Es handelt sich dabei um einen vollwertigen Heimempfänger in großem, modernem Gehäuse, der mit Ausnahme der Abstimmanzeige ganz auf Röhren verzichtet und daher keine „Anheizzeit“ mehr braucht. Ein eingebauter Netzgleichrichter liefert die Gleichstromversorgung der Transistoren und nimmt aus dem 220-V-Netz nur eine Leistung von 20 W auf.

▼ **Die Firma Graetz** teilte uns bezüglich unserer Veröffentlichungen „Der neue Joker 1034 von Graetz“ und „Wir lernten kennen: Graetz-Joker 1034“ im Heft 21 (1961) mit, daß inzwischen der fehlende Diodenanschluß in die Geräteserie eingebaut wurde. Sie benutzt jetzt einen fünfpoligen Normstecker, bei dem die Kontakte eins und vier über einen Widerstand von 100 kΩ mit dem NF-Koppelkondensator am Hochpunkt des Lautstärkereglers verbunden sind.

▼ **Berichtigung:** Heft 20 (1961): Der Elko zwischen Potentiometerschleifer und Masse im Bild 4b auf S. 638 muß umgekehrt gepolt sein.
Heft 21 (1961): Im Bild 3 auf Seite 657 muß es auf der negativen Seite der Abszisse für $\omega = 0$ anstelle von $-R_N$ richtig $R_V - R_N$ heißen. Weiterhin ist in der Gleichung (3) auf derselben Seite der Zähler des Imaginärteiles nicht $(\omega C_0 R_N)^2$, sondern $\omega C_0 R_N^2$. Auf Seite 682 muß die Gleichung (2) richtig heißen: $U_x = U_E \cdot \left(\frac{R_V}{R_N} + 1\right)$ und (5) heißt richtig: $R_x = R_N \cdot \left(\frac{U_M}{U_E} + 1\right)$. In der Tabelle auf S. 684 ist in der linken Spalte, vorletzte Rubrik die Angabe „ohne ohmschen Teiler“ in „mit ohmschem Teiler“ abzuändern.

Röntgenprüfung durch Ultraschallprüfung ersetzt

Die Mitglieder der Arbeitsgruppe zerstörungsfreie Werkstoffprüfung in der Abteilung Technologie des halleschen Zentralinstituts für Schweißtechnik haben bei der Prüfung der Schweißnähte eines Hochofenpanzers in der Maxhütte Unterwellenborn erstmalig in größerem Maßstab die bisher übliche Röntgenprüfung durch die Ultraschallprüfung ersetzt. Dadurch konnten 5000 DM an reinen Prüfungskosten eingespart und die Arbeiten sechs Tage vor dem festgesetzten Termin abgeschlossen werden.

Ultraschall verkürzt Filmentwicklung

Die Ultraschallbehandlung von Filmen im Entwicklerbad soll, wie ein amerikanischer Fachmann berichtet, die Entwicklungszeit um 90% verkürzen, das Korn feiner halten und den Entwickler länger brauchbar machen. Der Entwickler wird nur für 5 s je Entwicklungsminute mit Ultraschall behandelt. Ein Spezialgerät wurde für diesen Zweck konstruiert.

Entwicklung des ersten Magneten unter Ausnutzung der Supraleitfähigkeit

Der neue Magnet enthält Wicklungen eines supraleitenden Drahtes. Es handelt sich dabei bekanntlich um Werkstoffe mit der Eigenschaft, jeden elektrischen Widerstand bei Temperaturen in der Nähe des absoluten Nullpunktes (—273 °C) zu verlieren. Sobald er einmal in Betrieb genommen ist, wird er von elektrischem Strom ohne Leistungsverlust durchflossen.
Noch vor wenigen Jahren waren Supraleiter eine Laboratoriumsmerkwürdigkeit. Wissenschaftler vertraten die Ansicht, daß aus ihnen starke Magneten nicht hergestellt werden könnten, weil der durch ihre Ströme von ihnen erzeugte Magnetismus ihre Supraleitfähigkeit zerstört.
Im vergangenen Jahr haben Mitarbeiter von den Bell Telephone Laboratories nachgewiesen, daß gewisse Supraleiter ihre magnetischen Eigenschaften auch in starken Magnetfeldern behalten.
Der hier besprochene Westinghouse-Magnet hat nur die Größe eines Pfannkuchens und das Gewicht von 500 Pond, erzeugt jedoch ein doppelt so starkes Magnetfeld wie ein bis zur Sättigung des Eisens betriebener herkömmlicher Eisenkern-Elektromagnet von der Größe eines Automobils und einem Gewicht von 20 t. Ein solcher Eisenkernmagnet brauchte zum Betrieb ein eigenes Kraftwerk mit ununterbrochener Lieferung von 100 000 Watt oder mehr. Demgegenüber wird der neue Supramagnet mit einem gewöhnlichen Automobilakkumulator betrieben. Die vom Akku ständig abgegebene Leistung beträgt nur wenige Watt, mit denen die geringen Leistungsverluste in den Zuleitungsdrähten ausgeglichen werden.
Der supraleitende Magnet erzeugt eine Flußdichte von 43 000 Gauß (= 4,3 Wb/m^2). Er hat keinen Eisenkern.
Der supraleitende Magnet enthält Draht von der Länge einer halben Meile und dem Durchmesser etwa eines Nähfadens. Der Draht ist eine Legierung aus den beiden supraleitenden Metallen Niobium und Zirkonium. Etwa 5000 Windungen des fadenähnlichen Drahtes sind auf eine Spule oder ein Solenoid von 5 cm Durchmesser, 3,8 cm Länge und einem „Loch im Pfannkuchen“ von 1,27 cm gewickelt. Die Spule ist in ein Gefäß mit flüssigem Helium getaucht, das sie auf einer Temperatur von etwa —267 °C erhält. Die zur Kühlung der Spule erforderliche Energie beträgt nur einen Bruchteil derjenigen, die zur Erzeugung eines vergleichbaren Magnetfeldes mit einem normalen Elektromagneten benötigt wird.
Obgleich der Draht, mit dem die Spule gewickelt ist, nur dreimal so dick wie ein menschliches Haar ist, überträgt er einen Strom von 20 A.
Zur Herstellung der Legierung und Einführung in den komplizierten Metallbearbeitungsprozeß mit dem Ziel der Herstellung eines Drahtes von $^{10}/_{1000}$ Zoll mußten Spezialverfahren entwickelt werden. Legierungen auf Niobium-Zirkonium-Basis sind nicht die einzigen zur Verfügung stehenden Werkstoffe. Manche haben noch bessere magnetische Eigenschaften, sind jedoch noch schwieriger zu bearbeiten. Die Metallurgie der aussichtsreichsten Materialien wird zur Zeit untersucht.

Wettervoraussage mit Rechenautomaten

Erstmalig in der ČSSR wurde im Institut für Informationstheorie und Automation der tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften (CSAV) mit Hilfe eines Rechenautomaten versuchsweise eine Wettervorhersage errechnet. Unter Verwendung der Angaben aerologischer Sonden und auf Grund eines theoretischen Modells der Atmosphäre wurde der Höhenverlauf der isobarischen 500-Millibar-Fläche berechnet und damit die Vorhersage des Druckfeldes sowie der Windrichtung und der Windgeschwindigkeit in ungefähr 5,5 km Höhe ermöglicht. Die Übereinstimmung der ersten Ergebnisse mit dem tatsächlichen Verlauf der berechneten Größen war gut. An der Ausarbeitung der Methodik der Berechnungen beteiligten sich Mitarbeiter des Laboratoriums für Meteorologie der CSAV, der mathematisch-physikalischen Fakultät der Karlsuniversität in Prag und des mathematischen Instituts der CSAV. Die Versuche gehen weiter.

Technische Mitteilungen T 9

Das Institut für Halbleitertechnik Teltow gab die Technischen Mitteilungen T 9 heraus. Die Mitteilung gibt die Ergebnisse von Laboruntersuchungen über das Verhalten des Transistors OC 872 als Mischer im Mittelwellenbereich wieder. Besonders wertvoll sind die angegebenen Meßschaltungen zur Messung der Kurzschlußmischsteilheit, des Eingangskurzschlußwiderstandes unter den dynamischen Bedingungen des Oszillator-Mischbetriebes sowie des entsprechenden Parameters auf der Ausgangsseite. Die Schaltungen sind auch zur Untersuchung des Diffusions-Legierungstransistors OC 880 — OC 883 (P 401 — P 403) im Mittelwellenbereich geeignet.

RAFENA-Informationen für den Fernsehkundendienst

In den „Informationen Nr. 16“ ist ein einführender Artikel in die Farbfernsehtechnik zu finden, der, wie uns von RAFENA mitgeteilt wurde, in den folgenden Heften fortgesetzt werden soll. In dieser Mitteilungsreihe wird die Funktion und Wirkungsweise eines Farbfernsehempfängers beschrieben.
In einem weiteren Beitrag wird auf die vom VEB RAFENA-Werke eingerichteten Fernsehlehrgänge eingegangen, wobei darauf hingewiesen wird, daß ein großer Teil der Lehrgangsteilnehmer das Lehrgangsziel nicht erreicht. Eine bessere Vorbereitung ist deshalb notwendig. Damit jeder Interessierte sich selbst überprüfen kann, ob er die Voraussetzung besitzt, sind 21 Kontrollfragen dem Beitrag beigefügt worden.
Nach einigen technischen Hinweisen zur TV-Reparaturpraxis findet man zwei interessante Antennenbeiträge, wobei der erstere die Probleme beim Bau von vertikal polarisierten Antennen behandelt. Der zweite Antennenbeitrag beschäftigt sich mit der Blitzschutzerdung bei Antennenanlagen.
Mit einem Rückblick auf die Erfolge während der Leipziger Frühjahrsmesse sowie mit einem mit netten Bildern bereicherten Bericht über die Reise einiger Fernsehspezialisten des VEB RAFENA-Werke nach Kairo endet dieses Heft.

Allen Leserinnen und Lesern wünscht
radio und fernsehen
ein friedliches, glückliches
und erfolgreiches Jahr **1962**

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. JANUARHEFT 1 1962

Transistor-Kleinstfunkgeräte — einige Schlußfolgerungen

In radio und fernsehen 24 (1960) S. 763, 10 (1961) S. 299 und 16 (1961) S. 494 hatten wir über die Leistungen der sozialistischen Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" berichtet, aber auch über die Schwierigkeiten, die sich ihr in den Weg stellten. Jetzt sind die Dinge zu einem gewissen prinzipiellen Abschluß gekommen, über den wir unsere Leser informieren zu müssen glauben. Zunächst: Die Arbeitsgemeinschaft wurde zum 12. Jahrestag unserer Republik mit dem Titel: Brigade der sozialistischen Arbeit ausgezeichnet. Diese Auszeichnung wurde von der VVB Braunkohle Cottbus (als dem hauptsächlichsten Bedarfsträger) mit der ausdrücklichen Befürwortung der VVB Rundfunk und Fernsehen vorgenommen. Damit sind die Leistungen der Arbeitsgemeinschaft von der VVB gebührend anerkannt worden. Mit einigen leitenden Wirtschaftsfunktionären des VEB Stern-Radio Sonneberg wurden Diskussionen geführt, in denen eine gewisse Annäherung der Standpunkte, wenn auch noch keine vollständige Übereinstimmung, erreicht wurde. Vor allem aber gelang es, für das wichtigste Problem: die Fertigung der Geräte, wenigstens eine prinzipielle Lösung zu finden. Denn im Laufe des vergangenen Jahres stellte sich heraus, daß das Kombinat Schwarze Pumpe keineswegs der einzige Bedarfsträger für die Kleinstfunkgeräte ist — auch in ihrer jetzigen Form als volltransistorisierter Sender und röhrenbestückter Netzempfänger. Viele andere Bedarfsträger, jeder von volkswirtschaftlich erheblicher Bedeutung, meldeten ihre Wünsche an, darunter andere Großbaustellen unserer Republik, Tagebaue, Werften, Stahlwerke usw. Um diesen Wünschen auch nur einigermaßen nachkommen zu können, müßten wenigstens einige Hundert Stück produziert werden. Der VEB Stern-Radio Sonneberg erklärt, diese Produktion nicht übernehmen zu können. Dafür hat sich die PGH Funkmechanik Freiberg bereit erklärt, diese Geräte zu fertigen — ungeachtet ihrer eigenen Entwicklung auf diesem Gebiete —, vorausgesetzt, daß sie von Sonneberg mit Material, vor allem mit bestimmten Halbfabrikaten, unterstützt wird. Das sagte wiederum der Werkleiter des VEB Stern-Radio Sonneberg zu, und der Hauptdirektor der VVB Rundfunk und Fernsehen erklärte, dem Werk eine entsprechende Anweisung geben zu wollen. Obwohl diese Erklärungen, teils in mündlicher und teils in schriftlicher Form, bisher (d. h. bis Redaktionsschluß dieses Heftes) nur dem verantwortlichen Redakteur der Zeitschrift radio und fernsehen gegenüber abgegeben wurden und direkte Verhandlungen der Beteiligten noch nicht begonnen haben, halten wir jedoch das Problem damit im Prinzip für gelöst, auch wenn die konkreten Einzelheiten von den Wirtschaftsfunktionären noch festgelegt werden müssen. Wir haben uns davon überzeugen können, daß die PGH Funkmechanik Freiberg durchaus in der Lage ist, die Geräte zu fertigen, ohne daß ihre Dienstleistungen für die Bevölkerung auf dem Reparatursektor darunter leiden müßten.

Dabei muß jedoch ganz klar ausgesprochen werden, daß durch alle diese Maßnahmen nur ein Teil des allerdringlichsten Bedarfes unserer Volkswirtschaft befriedigt werden kann. Es sei noch einmal wiederholt, daß alle Anstrengungen der Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" im Verein mit dem VEB Stern-Radio Sonneberg und der PGH Funkmechanik Freiberg nur Überbrückungsmaßnahmen sein können. Die Ausrüstung unserer Baubetriebe, Tagebaue, Bergwerke, Werften, und aller anderen Bedarfsträger unserer Industrie mit UKW-Funksprechgeräten ist und bleibt die Aufgabe der VVB Nachrichten- und Meßtechnik bzw. des VEB Funkwerk Dresden, die so schnell wie möglich mit DDR-eigenen Bauelementen entsprechende Geräte entwickeln und in die Fertigung überleiten müssen. Die Notwendigkeit von Überbrückungsmaßnahmen leitet sich aus der Tatsache her, daß sich diese Bauelemente, vor allem die für derartige Geräte benötigten Transistoren, selbst noch in der Entwicklung befinden.

Wir haben dieses Thema deshalb im ersten Leitartikel dieses Jahres aufgegriffen, weil einige grundsätzliche Probleme unseres Industriezweiges, Fragen der Leitungstätigkeit, des Vorrangs der Bauelemente, der Störfreimachung unseres Industriezweiges, der Ergänzung der Planungssystematik durch die Initiative der technischen sozialistischen Gemeinschaftsarbeit usw., in ihm konkret eine Rolle spielen. Die Notwendigkeit der Planung von Forschung und Entwicklung braucht heute nicht mehr bewiesen zu werden, sie wird allgemein eingesehen. Der Techniker fordert heute aber von den Planungsorganen unserer Volkswirtschaft, wirklich den technisch-ökonomischen Gesetzen des Industriezweiges entsprechend zu planen, also z. B. den Vorlauf der Bauelemente in Forschung, Entwicklung und Fertigung zu sichern — sonst kann eben Funkwerk Dresden keine modernen volltransistorisierten Funksprechgeräte entwickeln. Andererseits wäre es natürlich Unsinn, wollte man die Entwicklung eines derartigen Gerätes mit importierten Bauelementen vornehmen, die dann im entscheidenden Moment der Aufnahme der Fertigung evtl. gar nicht oder mit solchen Verzögerungen geliefert würden, daß der gesamte Planablauf nicht nur bei dem Fertigungsbetrieb, sondern — was in diesem Fall sich volkswirtschaftlich noch bösartiger auswirken würde — bei den Bedarfsträgern gestört würde.

Unser Beispiel zeigt aber noch etwas anderes. Auf dem Gebiet der Forschung und Entwicklung ist es genau so wenig wie auf anderen Gebieten möglich, die gesamte Mannigfaltigkeit des Lebens im Plan zu erfassen. Es ist ein ökonomisches Gesetz des Sozialismus, daß die Planung von oben durch die Initiative von unten ergänzt werden muß. Das ist an sich bekannt, und dem ist unter anderen durch die B-Pläne und durch die 5%-Klausel auch schon teilweise Rechnung getragen. Die große Rolle, die die technische sozialistische Gemeinschaftsarbeit in dieser Hinsicht spielen kann — es sei daran erinnert, daß die Arbeitsgemeinschaft „Transistor-Kleinstfunkgeräte" eine Arbeitsgemeinschaft der KDT ist — wird durch unser Beispiel besonders augenfällig bewiesen. Hier entstand eine volkswirtschaftlich wichtige Aufgabe — zwischen Baukränen und Bauobjekt im Kombinat Schwarze Pumpe eine Funkverbindung herzustellen —, die in der notwendigen kurzen Zeitspanne nach der Plansystematik nicht zu lösen war. Die technische sozialistische Gemeinschaftsarbeit erwies sich hier als die notwendige Ergänzung zur Plansystematik, und das gibt ihr eine grundsätzliche Bedeutung für die sozialistische Wirtschaftsordnung, die von wirtschaftswissenschaftlicher Seite vielleicht noch eingehender untersucht werden sollte.

Schäffer

Nach der „Apfel"-Röhre nun die „Bananen"-Röhre für Farbfernseh-Bildwiedergabe?

Dr.-Ing. P. NEIDHARDT

Der folgende Beitrag behandelt eine interessante Variante einer Farbbildröhre. Die Farbbildröhrenentwicklung der DDR hat sich ebenso wie die der Sowjetunion bislang auf den Maskentyp konzentriert (radio und fernsehen 19 [1959] S. 599 ··· 603). Die neue, gemeinsam von der englischen Firma Mullard und Philips entwickelte „Bananen"-Röhre arbeitet mit mechanischer Vertikalablenkung, stellt also, von der Seite der Elektronik her gesehen, einen Rückschritt dar, die aber in ihren Grundgedanken so interessant ist, daß wir die nachfolgenden Zeilen zum Abdruck bringen, um unsere Leser darüber zu informieren.

In der industriellen Fertigung spielt die Technologie der Produktionsverfahren eine bedeutende Rolle. Dies gilt besonders dort, wo konstruktiv schwierige Erzeugnisse zu fertigen sind. Ein Beispiel für den Versuch, aber auch für die dabei auftretenden Irrwege, technologisch zwar komplizierte, aber bei genügender Durcharbeit der auftretenden Probleme doch recht gut gangbare Wege der Fertigung (z. B. von Maskenröhren) umgehen zu wollen, ist seit langem die Farbbildröhrentechnik.

In der Sowjetunion, in den USA und in Japan — nicht zuletzt auch in der Deutschen Demokratischen Republik — hat man Farbbildröhren vom Maskentyp entwickelt, bei denen als farbsortierendes Element eine perforierte dünne Metallmaske vor dem Leuchtschirm wirkt. Es kann nach dem heutigen Stand der Dinge keinem Zweifel unterliegen, daß dies einstweilen die optimale Lösung darstellt. Kein anderer Typ erreicht derzeit mit vernünftigem Aufwand eine solche Qualität der Farbbildwiedergabe.

Der Röhrentechnik waren und sind z. T. heute noch technologische Verfahren ungeläufig, die auf fotochemischer und chemigrafischer Grundlage Leuchtstoffe und Metalle verarbeiten. So kommt es, daß man sich nur dort, wo man diese Verfahren beherrscht (in Deutschland war z. B. Leipzig schon immer ein weltbekanntes Zentrum der grafischen Technik), mit Erfolg an die Entwicklung produktionsreifer Maskenröhren gewagt hat. Wo das nicht der Fall war und man aus den verschiedensten Gründen Farbbildröhren einfach zum zukünftigen Produktionsprogramm zählen mußte, begann man andere Wege zu beschreiten. Das liegt durchaus im Interesse der Technik, aber es ist auch bemerkenswert, was schließlich dabei heraus kam.

In Amerika entwickelte man vor Jahren eine Farbbildröhre, der man, wohl aus der Erkenntnis, daß sie gegen die in vieler Hinsicht überlegene Maskenröhre (shadow-mask tube), die bereits bei der RCA in Produktion war, nicht konkurrieren konnte, scherzhaft den Namen „Apfel"-Röhre (apple-tube) gab. Es war schwer, hierfür eine deutsche Bezeichnung zu finden, die ihre Wirkungsweise etwa ebenso treffend wie der Name „Maskenröhre" für den aussichtsreicheren Typ kennzeichnete. Die „Apfel"-Röhre wurde dann als „Rücksteuerröhre" klassifiziert, was besagen sollte, daß eine Rückwärtssteuerung des Schreibstrahls über den Spurstrahl erfolgt. Niemand hat „Apfel"- oder besser Rücksteuerröhren bisher in Produktion genommen.

Nach einem englischen in Hinsicht auf mangelnde Produktionsfähigkeit erfolglosen Versuch, aus der Maskenröhre (wahrscheinlich aus Patentgründen) eine Flachbildröhre zu machen (Gabor-Röhre mit magnetischem Kollimator und Strahlumlenkung) wird nun ein weiterer Versuch der englischen Firma Mullard Research Laboratories gemeinsam mit den holländischen Philips Research Laboratories bekannt, der sogar wieder auf mechanische Hilfsmittel zurückgreift und in gewisser Selbstironie ohne etwaige technische Gründe, dafür in Analogie zur „Apfel"-Röhre, die auch nach dem Urteil der Fachleute der sozialistischen Staaten und ihren Untersuchungsergebnissen (insbesondere ČSSR) vom Standpunkt der Produktionsfähigkeit und Anwendung in der elektronischen Schaltung als mißglückte Entwicklung bezeichnet werden muß, den Namen „Bananen"-Röhre trägt. Es mag zweckmäßig sein, unseren Lesern hierüber zu berichten, weil das Thema Farbbildwiedergabe international schon so viel Forschungsarbeit gekostet hat und auch das Thema „Landsche Zweifarbentheorie" offenbar immer noch nicht zu den Akten gelegt ist, wie dies aus einem neueren Tagungsbericht (Institution of Electrical Engineers, London, 28. 9. 60, W. N. Sproson Journal Brit. I.R.E., Juni 1961, S. 537 ··· 546) hervorgeht, von dem sich mancher Forscher auch für die Farbbildwiedergabeverfahren (vergeblich) viel versprach.

Die Arbeitsweise der „Bananen"-Röhre

Der Grundgedanke dieser Entwicklung besteht darin, zwei Nachteile der bislang existierenden Farbbildröhren zu vermeiden:

1. die komplizierte Schirmstruktur, die entweder, wie bei der Maskenröhre, aus sehr vielen Leuchtstoffpunkten besteht oder aus einer großen Anzahl Leuchtstoffstreifen und z. T. Sekundäremissionsstreifen;
2. die komplizierten Anordnungen von Bauelementen in Farbbildröhren, die bei der Maskenröhre z. B. in der Aufhängung einer mit 350000 Löchern perforierten Maske dicht vor dem Leuchtschirm in einem unmagnetischen Rahmen bestehen und natürlich auch durch die Mehrfach-Elektronenstrahlsysteme erzeugt werden.

Dieser Grundgedanke wird bei der „Bananen"-Röhre dadurch realisiert, daß man in der Röhre selbst auf eine Vertikalablenkung überhaupt verzichtet, d. h., die Röhre selbst schreibt kein erkennbares farbiges Fernsehbild, denn sie besitzt keinen Leuchtschirm, sondern parallele, benachbarte Leuchtstoffstreifen. Diese sind im Innern eines Glaszylinders, dessen Durchmesser etwa 50 mm beträgt, in axialer Richtung aufgetragen. Man ordnet Leuchtstoffstreifen mit rotem, grünem und

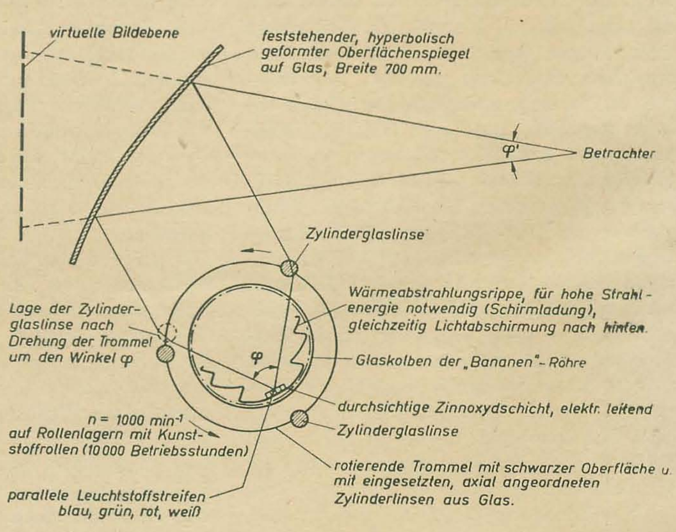


Bild 1: Arbeitsprinzip der „Bananen"-Röhre, an der Draufsicht auf die zylindrische Glasform erläutert

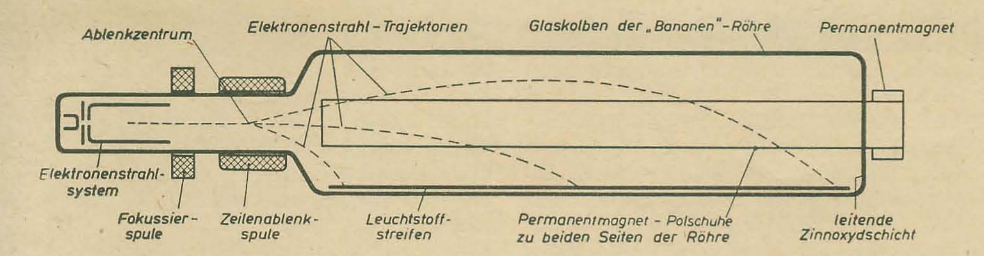


Bild 2: Arbeitsprinzip der „Bananen"-Röhre, an der Längssicht erläutert

blauem Leuchtstoff, und für eine gute Schwarzweiß-Wiedergabe einen weiteren Streifen mit weißem Leuchtstoff an, wobei jeder etwa 2 mm breit ist und eine Streifenlänge von 400 mm besitzt.

Die Wirkungsweise der „Bananen"-Röhre ist aus Bild 1 und Bild 2 erkennbar. Der Glaskolben der „Bananen"-Röhre trägt innen eine elektrisch leitende durchsichtige Zinnoxydschicht, die eine Äquipotentialfläche bildet. Im Fuß der Röhre befindet sich das Elektronenstrahlsystem, das mit einer Spannung von 25 kV bei einem Strahlstrom von 3 mA betrieben wird. Das System ist mit einer Fokussierspule magnetisch fokussiert und besitzt anschließend auf dem Hals nur eine Zeilenablenkspule, während die sonst übliche Bildablenkspule für die vertikale Richtung fehlt. Die Elektronenstrahlen werden unter dem Einfluß der Zeilenablenkspule und eines magnetischen Permanentfeldes auf die Leuchtstoffstreifen an der Innenwand der Röhre geleitet. Der Permanentmagnet sitzt am Röhrenende, dessen Zinnoxydschicht auf Ultor-Potential liegt. Er wirkt mit Permanent-Magnetpolschuhen auf beiden Seiten der Röhre. Im Bild 2 sind die Elektronenstrahltrajektorien für kleinste und größte Auslenkung angedeutet. Da es sich um vier parallele, benachbarte Leuchtstoffstreifen Rot, Grün, Blau und Weiß handelt, wird für die farbige Bildwiedergabe eine vertikale Fleckwobbelung erforderlich, wenn Farbfernsehbilder wiedergegeben werden sollen, während sonst bei Schwarzweiß-Empfang diese Fleckwobbelung entfällt. Die Wobbelung wird durch ein entsprechendes Magnetfeld verwirklicht.

Aus Bild 1 ist zu erkennen, daß man die Leuchtstoffstreifen auf dem Innern einer Wärme-Abstrahlungsrippe angeordnet hat, die wegen der hohen Strahlenenergie und der dadurch auftretenden Schirmladung notwendig wird. Gleichzeitig dient diese Rippe als Lichtabschirmung nach hinten, sie gibt nämlich nur etwa einen Lichtaustrittswinkel von 120° frei. Unmittelbar um den Glaskolben der „Bananen"-Röhre herum rotieren drei zylinderförmige Glaslinsen, die auch etwa 400 mm lang sind. Auch sie sind im Bild 1 angedeutet. Es läßt sich leicht nachweisen, daß, wenn ein Lichtstrahl, in diesem Fall von einem der Leuchtstoffstreifen, die Glaszylinderlinse trifft, dann der Lichtaustritt bei einer rotierenden Bewegung des gesamten Glasstabes um die senkrechte Mittellinie des Glaskolbens der „Bananen"-Röhre parallel zu sich selbst in den verschiedenen Stellungen erfolgt.

Die zylindrischen Glaslinsen sind in einer Trommel mit schwarzer Oberfläche eingesetzt, die ihrerseits auf Rollenlagern mit Kunststoffrollen wegen der Geräuschdämpfung mit einer Umdrehungszahl von $n = 1000\ \text{min}^{-1}$ rotiert. Diesen Kunststoffrollenlagern wird eine Betriebsdauer von 10000 Stunden nachgesagt. Offenbar wurden sie speziell für die Zwecke der „Bananen"-Röhre entwickelt.

In einiger Entfernung von der Röhre, mit der um sie herum rotierenden Trommel mit den drei Zylinderlinsen, befindet sich ein feststehender, in einer Richtung hyperbolisch geformter Oberflächenspiegel aus Glas. Dieser lenkt die Lichtstrahlen so um, daß dem Betrachter ein virtuelles Bild vollkommen rechteckiger Form erscheint. Im Gegensatz zu den sonstigen Fernsehbildern besitzt das mit Hilfe der „Bananen"-Anordnung reproduzierte Schwarzweiß- oder Farbbild keine runden Ecken. Die Zeilenablenkung erfolgt mittels der Ablenkspule und dem Permanentmagnet in Richtung der Leuchtstoffstreifen, und diese werden mechanisch-optisch bei geeigneter Wahl der Trommeldrehzahl auf dem Oberflächenspiegel zu einem vollrechteckigen Fernseh- bzw. Farbfernsehbild auseinandergezogen.

Eigenschaften der „Bananen"-Röhre

Auch die „Bananen"-Röhre besitzt natürlich außer der Tatsache, daß es sich eigentlich gar nicht um eine echte Bildröhre handelt, weil sie ja allein gar kein Bild schreiben kann und daher einer mechanischen Anordnung bedarf, einige technische Kompliziertheiten. Wenn man von der Notwendigkeit, einen sehr formkonstanten Oberflächenspiegel hyperbolischer Form herzustellen, als Schwierigkeit in fertigungstechnischer Hinsicht absieht, bleibt eine sehr wesentliche komplizierte Eigenart des Erfindungsgedankens, die geräuschlose Trommelrotation. Die Drehgeschwindigkeit muß außerordentlich konstant sein, wenn das Bild keine Verzerrungen in der vertikalen Richtung bekommen soll. Dies ist wohl die größte Schwierigkeit im Zusammenhang mit der „Bananen"-Röhre überhaupt. Man hat daher die Trommel mit einem großen mechanischen Trägheitsmoment versehen und benutzt eine aus einer kleinen Lampe und einem Fototransistor bestehende Lichtsirene zur Steuerung des Induktionsmotors. Dazu bedarf es einer besonderen Verstärkerstufe.

Die Betrachtung des auf dem hyperbolischen Spiegel entstehenden Bildes erfolgt gegen einen dunklen Hintergrund. Der hierbei interessierende Vorteil gegenüber den echten Farbbildröhren ist der, daß kein Raumlicht auf den Schirm fällt und demzufolge die Farben keine Entsättigung erfahren. Es treten lediglich geringe optische Verluste durch Verwendung des Spiegels ein.

Die Firma Mullard gibt einige interessante Vergleiche für das Kontrastverhältnis einer Anordnung mit „Bananen"-Röhre und eines Farbfernsehempfängers mit Maskenröhre an (Tabelle 1).

Tabelle 1: Kontrastverhältnisse bei „Bananen"- und Maskenröhre

Umgebungslicht	„Bananen"-Anordnung	Maskenröhre
keins, Dunkelheit	40 : 1	25 : 1
4 Footlambert (1,37 msb) entspr. 100-W-Lampe, 183 cm vom Empf. entf.	32 : 1	7 : 1
16 Footlambert (5,48 msb) entspr. 100-W-Lampe, 92 cm vom Empf. entf.	19 : 1	4 : 1

Die Leuchtdichte eines Farbfernsehempfängers mit Maskenröhre beträgt etwa 3 msb. Die entsprechende Leuchtdichte für eine „Bananen"-Anordnung weist 40 Footlambert, entsprechend 13,7 msb auf. Dies ergibt, zusammen mit der geringeren Beeinträchtigung des betrachteten Farbfernsehbildes, eine gewisse Überlegenheit bei der Verwendung einer „Bananen"-Röhre.

Perspektiven der „Bananen"-Röhre

Zweifellos besteht bei allen Fernsehempfängern einschließlich der Farbfernsehempfänger die Tendenz, die Tiefe dieser Geräte möglichst klein zu halten. Man ist aus diesem Grunde zu komplizierten Anordnungen der Elektronenoptik übergegangen, die bekannte 110°-Ablenktechnik hat viel Entwicklungsarbeit gekostet. Da die „Bananen"-Röhre nur einen relativ kleinen Durchmesser hat und horizontal liegt, ist die Gehäusetiefe nur etwa ein Drittel so groß wie die eines Farbfernsehempfängers mit Maskenröhre. Ganz sicher ist dies ein Vorteil zugunsten des neuen Typs.

Viel wesentlicher sind dabei die Kosten, die die Herstellung des Empfängers erfordert. Von der Firma Mullard wird hierzu ein Vergleich nach Tabelle 2 gegeben.

Tabelle 2: Kostenvergleich

Empfängertyp	relative Kosten in beliebigen Einheiten
53-cm-Schwarzweiß-Empfänger der üblichen Technik	100
„Bananen"-Empfänger in Ausführung der jetzt möglichen Technik	280
„Bananen"-Empfänger in Ausführung zukünftig möglicher Technik	240
Farbfernsehempfänger mit Maskenröhre, heutige Technik	320

Obgleich bereits das Kostenverhältnis zwischen dem 53-cm-Farbfernsehempfänger und dem Schwarzweiß-Empfänger gleichen Formats offenbar zu ungünstig angegeben ist, wie dies beispielsweise aus amerikanischen oder japanischen Preisverhältnissen hervorgeht, erkennt man doch, daß der „Bananen"-Empfänger in der heutigen Technik nicht wesentlich billiger als der Farbfernsehempfänger mit Maskenröhre ist. Wenn man andererseits voraussieht, daß der „Bananen"-Empfänger durch eine Weiterentwicklung der Technik noch

preisgünstiger herzustellen sein wird, dann ist nicht einzusehen, warum dies nicht auch für den Farbfernsehempfänger mit der Maskenröhre gelten soll. Sicherlich weist aber der ,,Bananen"-Empfänger verschiedene technische Schwächen auf, die sich erst vollends übersehen lassen, wenn bezüglich seines Betriebes eine ähnliche Summe von Erfahrung vorliegt, wie dies bei den Empfängern mit Maskenröhre der Fall ist. Die Schwierigkeiten der Konvergenzeinstellung der heutigen Empfänger mit Farbbildröhren vom Maskentyp sind nicht zu unterschätzen, aber auch diese Neuentwicklung der Firmen Mullard und Philips hat einige große Schwächen. Ungleichmäßigkeiten im Antriebsmechanismus führen zu einer Bildverzerrung in vertikaler Richtung. Die Herstellung kratzfester Zylinderlinsen der nötigen Transparenz ist ebenfalls recht schwierig, die Füllung mit Wasser wäre wegen der Ausdehnungsschwierigkeiten einigermaßen problematisch. Die Befestigung der zylindrischen Glaslinsen in der rotierenden Trommel ist sehr kritisch. Die Herstellung eines verzerrungsfreien Oberflächenspiegels hyperbolischer Form in benötigter Größe ist ebenfalls ein nicht zu unterschätzendes Problem, besonders in fertigungstechnischer Hinsicht. Der Schutz der Reflektoroberfläche könnte nur durch geeignete Lackschichten besonders großer Härte erfolgen, aber dabei entsteht die Gefahr der Doppelbilder. Demgegenüber steht die Möglichkeit, einwandfreie Schwarzweiß-Bilder mit einem Farbfernsehempfänger wiederzugeben, wie sie die Maskenröhre nicht liefert.

In der Technik ist es sehr häufig so, daß unkonventionelle Erfindungsgedanken erst durch eine weitere zusätzlich in Anwendung kommende Idee wertvoll werden. Es mag also nicht ausgeschlossen sein, daß der jetzt noch der ,,Bananen"-Röhre anhaftende Nachteil der Anwendung einer Mechanik durch an sich bekannte Prinzipien der Elektro-Optik verbessert wird und daß z. B. eine Trennung der Ablenkvorgänge in einen elektronenoptischen und einen elektrooptischen Vorgang zu einem neuen billigeren und besseren Erzeugnis ,,Farbbildröhre" führt.

Literatur

[1] Anonym: A new technique for colour television; Engineering, 9 (1961) pp. 814, 815

[2] Anonym: Banana tube colour television display; Wireless World, Juli (1961) pp. 351, 352

[3] Dr. P. Schagen, B.A. Eastwell, K. G. Freeman, H. Howden, R. N. Jackson und B. R. Overton; Banana-tube; Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 108, part B, 1961

10 JAHRE radio und fernsehen

Wir blättern in alten Jahrgängen

Mit diesem Heft beginnt der 11. Jahrgang von radio und fernsehen. Eine Zeitschrift ist mit zehn Jahren noch verhältnismäßig jung, trotzdem wollen wir dieses kleine Jubiläum zum Anlaß für einen kurzen Rückblick nehmen und gleichzeitig einige Worte in eigener Sache sagen.

Im Juli 1952 erschien im Fachbuchverlag Leipzig das erste Heft der damaligen ,,Deutschen Funk-Technik". Von vielen erwartet und begrüßt, da in der DDR auf diesem Gebiet bis dahin nur die ,,Nachrichtentechnik", aber kein populär-technisches Blatt herausgegeben wurde. Der Start begann bei monatlichem Erscheinen mit einer Auflage von 7000 Exemplaren. Besonders der in Fortsetzungen veröffentlichte Lehrgang ,,Funktechnik" von Dipl.-Ing. Raschkowitsch, die Röhreninformationen von Fritz Kunze, Gerätebeschreibungen und Reparaturhinweise — waren doch zu der Zeit weder Röhrentaschenbücher noch richtige Reparaturunterlagen für die Servicewerkstätten eine Selbstverständlichkeit — fanden viele Interessenten, so daß sich 1954 bei der Übernahme vom Verlag Die Wirtschaft, Berlin, die Auflage bereits mehr als verdoppelt hatte.

Aber 1954 wechselte nicht nur der Name des Verlages, auch der seinerzeit etwas unglücklich gewählte Titel ,,Deutsche Funk-Technik" wurde in radio und fernsehen geändert. Gleichzeitig wurde aus der Monats- eine Halbmonatszeitschrift mit dem neuen Untertitel ,,Zeitschrift für Radio, Fernsehen, Elektroakustik und Elektronik". Damit waren das Themengebiet und die Aufgabenstellung wesentlich weiter gesteckt worden. Die im Rahmen der Profilierung der Verlage 1960 erfolgte Übernahme in den VEB Verlag Technik brachte keine grundsätzliche Änderung der Aufgabenstellung. Sie ermöglichte aber durch den nun vollzogenen Zusammenschluß und den sich daraus ergebenden engeren Kontakt mit der wissenschaftlichen Zeitschrift ,,Nachrichtentechnik" eine bessere Niveauabgrenzung.

So vielgestaltig die Anforderungen sind, die von den zahlreichen sehr unterschiedlichen Interessentengruppen unseres umfassenden Leserkreises an radio und fernsehen gestellt werden, so vielseitig, so unterschiedlich in Niveau und Thematik muß infolgedessen der Inhalt unserer Hefte sein. Wir müssen, solange z. B. keine Elektronikzeitschrift oder ähnliches existiert, Gebiete wie Kernphysik usw. mitbehandeln, die zugegebenerweise ausgesprochene Randgebiete für uns darstellen, über die unsere Leser aber vorerst in keiner anderen Zeitschrift etwas finden. Und erwarten die Techniker, Meister, Mechaniker und Ingenieure der Industrie und der Handwerksbetriebe von uns Veröffentlichungen über Erfahrungen, Methoden und Neuerungen der in- und ausländischen Industrie, so dürfen wir darüber keineswegs den großen Leserkreis der Amateure vergessen, der hauptsächlich Bauanleitungen in radio und fernsehen sucht.

Wie groß das Interesse unserer Bezieher an derartigen Veröffentlichungen ist, zeigte die steile Auflagenentwicklung, nachdem wir diesem Wunsch mit mindestens einer Bauanleitung in jedem Heft entsprachen. Aber auch durch die Fortsetzungsreihen Transistortechnik und Halbleiterinformationen und nicht zuletzt durch unsere Berichterstattung über Neuheiten und die Technik des befreundeten und des kapitalistischen Auslands konnten wir viele neue Freunde gewinnen, so daß wir beim Eintritt in den 11. Jahrgang die Auflagenhöhe von etwa 30000 Exemplaren registrieren können. Davon gehen allein über 5500 Exemplare jeder Nummer ins Ausland.

Wenn unsere Zeitschrift mit dieser guten Bilanz jetzt ihr zweites Jahrzehnt beginnt, so möchten wir nicht versäumen, allen unseren Autoren für ihre freundliche und vielfach schon jahrelange Mitarbeit zu danken. Aber besonders danken wir unseren Lesern für ihre Anregungen, kritischen Hinweise, für den Kontakt, den sie mit uns hielten, sei es durch Zuschriften oder auch nur durch ihren Bezug unserer Zeitschrift.

Auch beim neuen Jahrgang werden uns die Schwierigkeiten der Themenbegrenzung nicht abgenommen. Wir werden uns aber nach bestem Können bemühen, die uns gestellten Aufgaben zur größtmöglichen Zufriedenheit zu erfüllen. Unsere Leser bitten wir auch weiterhin um eine rege Mitarbeit, die für das Gelingen der nächsten Jahrgänge unerläßlich ist. In diesem Sinne grüßt Sie Ihre

Redaktion
radio und fernsehen

Technologische Sonderprobleme bei Bildröhren für das Farbfernsehen

INGE BORNEMANN

Im folgenden Beitrag, der eine ergänzende Mitteilung zum Artikel von H. Müller-Rux, „Technologische Betrachtung der Farbfernsehbildröhre-Maskentyp", radio und fernsehen 9 (1959) S. 599 ··· 603, darstellt, werden der prinzipielle Aufbau und die Wirkungsweise einer Farbbildröhre vom Maskentyp kurz behandelt, um auf bestimmte technologische Fragen, die bei der Herstellung einer Farbbildröhre zu lösen sind, einzugehen. Vor allem werden solche Probleme erörtert, die sich wesentlich von denen der Produktion von Schwarzweiß-Bildröhren unterscheiden. Hierzu gehören Fragen der Beschirmung, der Maskenherstellung und der vakuumdichten Lötung.

Die Rolle der Technologie in der speziellen Technik der Farbbildröhren

Das Farbfernsehen wird auf Grund einer folgerichtigen Entwicklung eines Tages das Schwarzweiß-Fernsehen in vielen technischen Bereichen ablösen und stellt demnach einen Zweig der „Neuen Technik" dar. Der Zeitpunkt und der Erfolg bei der Einführung einer neuen technischen Errungenschaft werden durch die Vollkommenheit des kompliziertesten und zahlenmäßig meist auftretenden Teils des betrachteten technischen Gebiets bestimmt. Beim Farbfernsehen ist dies die Farbbildröhre. Aus diesem Grunde ist es notwendig, die Technologie für die Massenproduktion besonders gut durchzuarbeiten, was bereits im Labor zu beginnen hat. Bei der Behandlung nur einiger besonders interessanter Sonderprobleme der Farbbildröhrenentwicklung wird augenfällig, wie komplex die moderne Elektronik sein kann.

Von den zahlreichen Konstruktionsmöglichkeiten für eine Farbbildröhre hat sich im internationalen Maßstab bis jetzt nur das Maskenprinzip durchgesetzt. Hierbei erfolgt die Farbsortierung mit einer Lochmaske, die sich im Abstand von wenigen Millimetern fest eingebaut vor dem Bildschirm befindet. Als Farbsortierung wird die Zuordnung jeweils der drei Elektronenstrahlen zu den in Punktform tangierend auf dem Bildschirm befindlichen drei Leuchtstoffen bezeichnet. Da die drei Elektronenstrahlen in einem geringen Winkel zueinander geneigt im Hals der Röhre angeordnet sind, treffen sie auf Grund der Parallaxe durch ein und dasselbe Maskenloch drei verschiedene Stellen auf dem Schirm. Aus diesem Grunde beträgt die Anzahl der Leuchtstoffpunkte den dreifachen Wert der Anzahl der Maskenlöcher. Der Aufbau der drei Elektronenstrahlsysteme unterscheidet sich nicht voneinander, sie sind fest und gemeinsam auf einem Preßteller montiert. Der Leuchtstoffpunkt-Durchmesser muß sehr niedrig gehalten werden, da die Punktgröße bei normalem Beobachterstand unter der Grenze des Auflösungsvermögens des menschlichen Auges liegen muß, damit durch Addition der Farbeindrücke der roten, grünen und blauen Punkte im menschlichen Auge das farbige Bild entsteht.

Das Problem der Beschirmung

Besondere Schwierigkeiten bildet die Notwendigkeit, die drei Elektronenstrahlen in ihrem physikalischen Verhalten einander anzugleichen und andererseits ein einwandfreies Zusammenarbeiten der Strahlen herbeizuführen.

Zu diesen Problemen gehört unter anderem die Forderung, daß die drei Elektronenstrahlen in der Maskenebene zusammentreffen, d. h. konvergieren müssen. Hierzu dienen statische Konvergenzmagnete und Konvergenzspulen [1], [2].

Während die Konvergenzmagnete die Aufgabe haben, die nicht abgelenkten Strahlen zur Konvergenz zu bringen, ändern sich die Verhältnisse, wenn die Strahlen abgelenkt werden, so daß eine zusätzliche sogenannte dynamische Konvergenzeinrichtung notwendig wird. Die hierfür verwendeten Konvergenzspulen haben den Sinn, die Wirkungen zweier Faktoren, die durch den sich bewegenden Strahl verursacht werden, weitgehend zu kompensieren:

1. Durch die nur schwache Krümmung des Kolbenbodens und der Maske ist die Entfernung vom Ablenkzentrum im Röhrenhals zur Schirmmitte und zum Schirmrand unterschiedlich.
2. Die Elektronenstrahlen beschreiben keine geradlinige Bahn, da sie durch das Ablenkfeld beeinflußt werden, so daß mit steigendem Ablenkwinkel ebenfalls die Weglänge der Elektronenstrahlen zunimmt.

Da sich die Polschuhe innerhalb des Röhrenhalses befinden und jeweils im Abstand von 120° fest an dem Dreistrahlsystem montiert sind, ist eine Verschiebung der drei Elektronenstrahlen nur in radialer Richtung zur Röhrenachse hin möglich. Da mit dieser Bewegungsrichtung jedoch nicht immer alle drei Strahlen zur Konvergenz gebracht werden können, ist mit einem weiteren Permanentmagneten, dem sogenannten Blaulagemagnet, die zusätzliche Bewegung des blauen Strahls in tangentialer Richtung möglich.

Auf dem Röhrenhals, zwischen Konvergenzspulen und Blaulagemagnet, befindet sich der Farbreinheitsmagnet, der die Neigung der drei Elektronenstrahlen zueinander in einem kleinen Bereich nachzustellen gestattet.

Durch die zahlreichen Magnetfelder, die auf die Elektronenstrahlen einwirken, sind Konvergenz und Farbreinheit stark miteinander gekoppelt, so daß eine Veränderung einer Größe stets eine Änderung der anderen notwendig nach sich zieht. Die Wechselwirkung zwischen dem Aufbau des Elektronenstrahlsystems und den zahlreichen Magnetfeldern ist der Tabelle zu entnehmen.

Die drei Elektronenstrahlen, die durch diese zahlreichen Magnetfelder beeinflußt werden, treten jeweils gemeinsam durch ein Maskenloch und treffen auf dem Schirm drei verschiedenartige Leuchtstoffpunkte, nämlich rote, grüne und blaue Punkte. Diese Leuchtstoffpunkte weisen den gleichen Durchmesser auf, sind in einem gleichseitigen Dreieck angeordnet und tangieren. Da die Leuchtstoffpunkte etwa einen Durchmesser von 0,4 mm besitzen, befinden sich auf der Fläche eines 53-cm-Farbbildschirms über 1 Million dieser Punkte. Um einen einheitlichen Farbeindruck zu erzielen, sind nur sehr kleine Toleranzen der Durchmesserabweichung zulässig. Dies erfordert eine Spezialtechnologie zur Herstellung eines Farbbildschirms.

Es gibt hierfür zahlreiche Varianten, jedoch liegt ihnen allen die gleiche Methode zugrunde. Eine lichtempfindliche Polyvinylalkohol- oder

Tabelle

Aufbau des Elekronenstrahlsystems und Einwirkung der einzelnen elektrischen und magnetischen Felder

Elektronenstrahl	Einwirkung
Katode (0 V)	Strahlaustritt
Wehneltzylinder (Steuergitter) 0 bis —150 V	Strahlstromsteuerung
Schirmgitter (1. Anode) 150 bis 600 V	Strahlbeschleunigung und tangentiale Justierung des „blauen Elektronenstrahls" durch Blaulagemagnet
2. Anode (Fokussieranode) 1 bis 4 kV	Justieren des Strahltriplets mittels Farbreinheitsmagnet und Bildung einer Elektronenlinse zusammen mit 3. Anode
3. Anode (Ultoranode auf gleichem Potential wie Maske und Schirmaluminisierung) 15 bis 23 kV	statische Strahlfokussierung und Herstellung der statischen Konvergenz sowie der dynamischen Konvergenz
Weg zum Schirm	Ablenkung in horizontaler und vertikaler Richtung durch Magnetfelder der Ablenkspulen

Gelatineschicht wird gleichmäßig über den Kolbenboden verteilt und durch die Maske hindurch belichtet. Die vom Licht getroffenen Stellen erfahren eine Umwandlung, was zum Unlöslichwerden führt. Dadurch können die nicht belichteten Stellen ausgewaschen (entwickelt) werden, und man erhält ein erstes Punktraster. Auf diesem Punktraster wird nach einem der im folgenden beschriebenen Verfahren der Leuchtstoff fixiert.

Als lichtempfindliche Schichten können mit Bichromat sensibilisierte Gelatine- oder Polyvinylalkohollösungen verwendet werden. Gelatinelösungen haben den Nachteil, daß sie bei Zimmertemperatur erstarren und daß infolgedessen, um eine gleichmäßige Schicht zu erhalten, der Kolbenboden und die Lösung erwärmt werden müssen. Ferner handelt es sich bei der Gelatine um ein Naturprodukt, das je nach dem Ausgangsrohprodukt unterschiedliche Eigenschaften besitzt (Quellfähigkeit, Viskosität, Bindefestigkeit, Klebkraft u. a.). Polyvinylalkohol dagegen weist als Kunstprodukt eine nahezu stets gleiche Qualität auf.

Die Fixierung des Leuchtstoffs kann recht unterschiedlich vorgenommen werden. Im folgenden sollen einige Methoden stichwortartig erläutert werden:

1. Es wird eine Suspension von Leuchtstoff in einer wäßrigen Polyvinylalkohollösung hergestellt, die mit Bichromat sensibilisiert wird. Die Suspension wird auf den Kolbenboden gegossen, durch eine Drehbewegung gleichmäßig verteilt und der Überschuß abgeschleudert. Während der Drehbewegung trocknet die Schicht. Anschließend wird belichtet, und beim Entwicklungsprozeß wird die an den unbelichteten Stellen vorhandene Suspension entfernt.
2. Eine lichtempfindliche Polyvinylalkohollösung wird durch Schleudern gleichmäßig über den Kolbenboden verteilt. Auf die noch feuchte Schicht wird der trockene Leuchtstoff gesprüht, der Schirm wird getrocknet, belichtet und entwickelt.
3. Eine lichtempfindliche Polyvinylalkohollösung wird durch Schleudern gleichmäßig über den Kolbenboden verteilt und getrocknet. Die Schicht wird belichtet und danach mit einer Leuchtstoffsuspension übergossen, die sich gleichmäßig absetzt. Die vom Licht getroffenen Stellen haben ihre Löslichkeit verloren und quellen auf, während die nicht getroffenen Stellen gelöst werden. Beim anschließenden Trocknen wird der Leuchtstoff an den gequollenen Stellen so fest zum Haften gebracht, daß beim nachfolgenden Entwickeln nur der auf den nicht belichteten Stellen liegende Leuchtstoff fortgewaschen wird.
4. Der Leuchtstoff wird wie bei Schwarzweiß-Bildröhren gesettelt und seine Haftung am Glas durch Binder- und Koagulatorlösungen herbeigeführt. Nach dem Trocknen wird der Schirm mit einer lichtempfindlichen Polyvinylalkohollösung gleichmäßig übergossen, der Überschuß abgeschleudert und die Schicht getrocknet. Anschließend wird sie belichtet und entwickelt. Die nicht belichteten Stellen werden fortgewaschen.

Alle vier geschilderten Verfahren, so einfach die Arbeitsgänge auch scheinen mögen, besitzen ihre speziellen Schwierigkeiten. Hierzu gehört z. B. die Herstellung einer Leuchtstoffsuspension in einer Polyvinylalkohollösung, die so entmischungsstabil ist, daß durch Schleudern eine gleichmäßige Schicht auf den Kolbenboden aufgetragen werden kann. Mit diesem Problem hängt eng die Frage der Körnigkeit des Leuchtstoffes zusammen. Es werden z. T. sehr große Kornfeinheiten benötigt, die für bestimmte Leuchtstoffe nur durch spezielle Präparationsbedingungen und nicht durch Mahlprozesse zu erreichen sind.

Bei den oben erwähnten Beschirmungsverfahren wurde jeweils nur die Herstellung einer Leuchtstoffschicht geschildert. Zur Fertigstellung eines kompletten Schirms müssen die beschriebenen Arbeitsgänge stets noch zweimal wiederholt werden mit dem einzigen Unterschied, daß die Belichtung relativ zum Schirm-Masken-Komplex von einer anderen Stelle her erfolgt.

Ein Sonderproblem der Beschirmung ist die Belichtung. Hierzu gehören Fragen der Lampenform, der Lampengröße und der Lampenart (Spektrum und Intensität), wenn davon abgesehen wird, daß eine „Belichtung", d. h. eine Härtung der lichtempfindlichen Schicht, auch mit Elektronenstrahlen möglich ist. Im allgemeinen werden jedoch Quecksilberlampen für Belichtungszwecke verwendet, wobei nicht nur die UV-Strahlen eine härtende Wirkung ausüben.

Wie aus Bild 1 zu ersehen ist, hat die Abmessung der wirksamen Lichtfläche einen wesentlichen Einfluß auf die Größe der Leuchtstoffpunkte. Hierbei ist natürlich vorauszusetzen, daß der Maskenlochdurchmesser, der Abstand Schirm — Maske und der Abstand Belichtungsebene — Schirm feste Werte einnehmen. Der Zusammenhang aller Größen ist Gleichung 1 zu entnehmen.

$$M = \frac{R(l-q) - Bl}{q} \qquad (1)$$

Die Intensität der Lampe darf einen bestimmten Wert nicht unterschreiten, da das $(I \cdot t = K)$-Gesetz bei bichromatsensibilisierten Schichten nur bis zur Grenze $t_{max} \sim 10$ min gilt. Bei höheren Belichtungszeiten treten als störende Begleiterscheinungen Dunkelreaktionen auf.

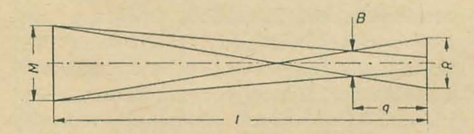


Bild 1: Geometrischer Zusammenhang zwischen den Durchmessern der Lichtquelle, des Maskenlochs und des Leuchtstoffpunktes
M = Durchmesser der Lichtquelle, B = Durchmesser des Maskenlochs, R = Durchmesser des Leuchtstoffpunktes, q = Abstand Schirm — Maske, l = Abstand Lichtquelle — Schirm

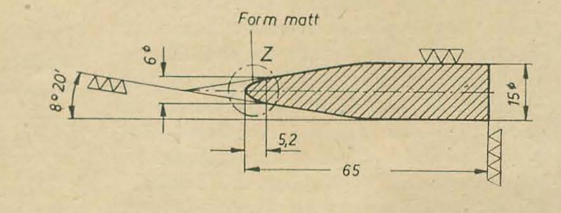
Ferner ist es zur Erzielung eines gleichmäßigen Schirms notwendig, daß die Ausleuchtung über den gesamten Kolbenboden weitgehend konstant ist. Eine geringe Intensitätsabnahme läßt sich aus mehreren Gründen schwer vermeiden, jedoch sollte sie 30% nicht überschreiten. Größere Intensitätsunterschiede machen sich in Form zu kleiner Punkte oder im Extremfall nichthaftender Punkte bemerkbar.

Die Forderungen nach einer intensiven Lichtquelle und nach einer gleichmäßigen Lichtverteilung lassen sich mit Hilfe des sogenannten „Lichtleiter"prinzips weitgehend erfüllen. In diesem speziellen Fall handelt es sich um einen besonders geschliffenen Quarzstab, der das Licht auf seiner breiten Seite eintreten und an seiner schmalen leicht mattierten und zugespitzten Seite gesammelt austreten läßt. An den zylindrisch-konischen Wandflächen erfolgt mehrfache Totalreflexion (Bild 2). Zur weitgehenden Ausnutzung der gesamten Strahlungsmenge der Lampe ist es zweckmäßig, den Lichtbogen der Lampe in dem ersten Brennpunkt eines Halbrotations-Ellipsoidspiegels anzuordnen und im zweiten Brennpunkt die Eintrittsfläche des Lichtleiters. Um einen besseren Wirkungsgrad zu erzielen, kann die Eintrittsfläche des Lichtleiters halbzylindrisch geschliffen werden.

Die Technologie der Maske

Die Güte des Farbbildschirms hängt zum großen Teil von der Qualität der Maske ab, da die Leuchtstoffpunkte praktisch eine Projektion der Maskenlöcher darstellen und dadurch Maskenfehler auch auf dem Schirm bemerkt werden. Zu Maskenfehlern gehören unter anderem:

1. Verschmutzung von Maskenlöchern
2. unregelmäßige Durchmesserabweichungen der Löcher
3. unterschiedliche Tiefe des zylindrischen Teils
4. unterschiedliche Aufweitung des konischen Teils
5. unregelmäßig ausgebrochene Lochränder



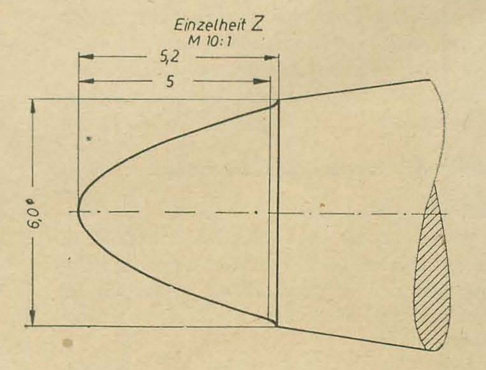


Bild 2: Quarzstabform ▶

Da die Leuchtstoffpunktgeometrie auf dem Schirm unter anderem wesentlich durch den Abstand der Maske von dem Schirm beeinflußt wird, wirken sich Maskendeformationen, z. B. Beulen, sehr aus, da sie ebenfalls Ursache für eine Abstandsänderung sind. Während sich geringe Abstandsunterschiede zwischen Kolbenboden und Maske, die teilweise durch Radiusschwankungen der Kolbenböden bedingt und bereits vor der Beschirmung vorhanden sind, vernachlässigen lassen, wirken sich Verformungen der Maske, nachdem diese bereits zur Belichtung verwandt worden ist, außerordentlich nachteilig aus. Die Folgen sind deutlich sichtbare Farbfehler an der fertigen Röhre. Ähnliche Effekte treten dann auf, wenn die Maske ihre Lage in der fertigen Röhre ändert. Gründe hierfür können Verformung der Maske durch Temperatureinwirkungen oder mechanisch und thermisch nicht stabile Aufhängung der Maske sein. Die Güte der Maske wird demnach durch die Qualität der Maskenlöcher und durch die Festigkeit der Maske bestimmt, Der Herstellungsgang der Masken ist stichwortartig folgender:

1. Herstellung einer Rastervorlage auf einer Filmgrundlage (schwarze Punkte auf durchsichtigem Grund)
2. Kopieren der Rastervorlage auf das Maskenblech (Punkte zeigen blankes Metall; Zwischenräume sind mit einer ätzbeständigen Schicht bedeckt)
3. Ätzen der kopierten Maskenbleche

Die Herstellung der Rastervorlage erfordert eine sehr große Sorgfalt, da sämtliche, bei diesem Arbeitsgang auftretenden Fehler durch die Kopie auf die Maske und von dort auf den Schirm übertragen werden. Wesentlich für einen guten Raster sind gleichmäßige Größe, gute Deckung und Schärfe der Punkte sowie Schleierfreiheit des gesamten Rasters.
Um diese Forderungen zu erfüllen, erwies sich die Verwendung eines in Glas gravierten Strichrasters mit einem Linienverhältnis von 1 : 1 als am günstigsten (Bild 3). Unter einer Drehung von 30° wurde eine Aufnahme des Strichrasters auf einen Film gemacht. Nach einer weiteren Drehung des Strichrasters um 120° wurde auf den gleichen Film eine zweite Belichtung durchgeführt, und als Ergebnis zeigte sich ein Rhombenraster (Bild 4). Das Rhombenraster wurde als Aufnahmeraster in eine Reproduktionskamera eingespannt und durch eine Spezialblende hindurch in der Aufnahmeebene auf eine zweite fotografische Platte projiziert. Das Ergebnis sind in guter Annäherung runde Punkte (Bild 5).
Vor dem Kopieren der Rastervorlage auf das Maskenblech wird dasselbe mit einer lichtempfindlichen Schicht bedeckt. Anschließend erfolgt dann die Belichtung durch das auf dem Blech liegende Raster hindurch mit einer Kohlebogenlampe. Beim Entwickeln werden die nicht belichteten Stellen gelöst und zurück bleiben die fest auf dem Blech haftenden, durch das Licht gehärteten und daher ätzbeständigen Stellen.
Als optimale Querschnittsform der Maskenlöcher wurde die Kombination eines zylindrischen und konischen Teils festgelegt. Hierfür ist es jedoch erforderlich, daß beide Blechseiten kopiert und geätzt werden. Voraussetzung dabei ist, daß die vorder- und rückseitige Kopie absolut zur Deckung gebracht werden, was nur durch eine besondere Vorrichtung und die Anfertigung zweier spiegelbildlicher Rastervorlagen möglich ist.
Aber auch dann, wenn die absolute Deckung beider Kopien gesichert ist, ergeben sich während des Ätzens weitere Schwierigkeiten. Da das Ätzbad das Bestreben hat, nicht nur in der Tiefe, sondern auch in der Breite zu ätzen, muß die Ätzung der Vorder- und der Rückseite mehrmals unterbrochen werden. Die Platte wird nach einem kurzzeitigen Ätzen abgespült



Bild 3: Liniengravurraster

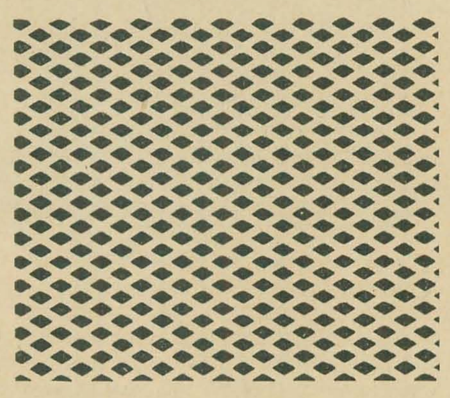


Bild 4: Rhombenraster

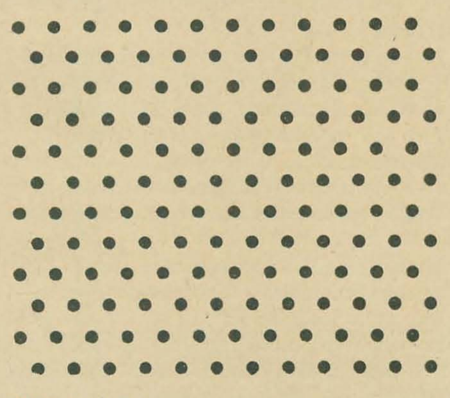


Bild 5: Punktraster

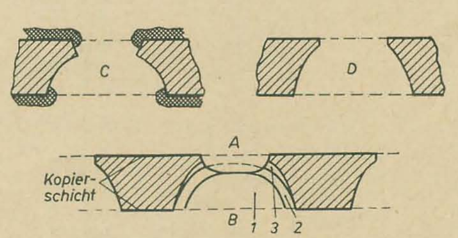


Bild 6: Schematische Darstellung des Ätzprozesses A = einseitige Anätzung, zylindrischer Teil, B = Durchätzung, konischer Teil, 1 = erste, 2 = zweite, 3 = dritte Ätzabtragung, C = Durchätzung bei Abdeckung der Kanten, D = fertige Ätzung

und getrocknet und danach mit einem festen Gewebe gut ausgerieben. Dadurch werden Ätzrückstände entfernt, und beim erneuten Ätzen kann das Ätzmittel das Metall gleichmäßig angreifen.
Die Vorder- und die Rückseite werden nacheinander geätzt, wobei die jeweils nicht zu bearbeitende Seite mit einem ätzfesten Schutzlack versehen ist. Nach der erfolgten Durchätzung wird dieser Schutzlack abgelöst und ein an der Übergangsstelle vom zylindrischen zum konischen Teil vorhandener Grat durch nochmaliges kurzes Ätzen entfernt. Hierbei werden die Kanten und ein Teil der Seitenflächen der Löcher durch eine säurefeste Schicht geschützt, die vor dem letzten Ätzgang aufgebracht wird (Bild 6). Vor der weiteren Verarbeitung der fertiggeätzten Maske wird auch diese Schutzschicht entfernt.

Probleme der Glastechnik

Ein weiteres technologisches Problem bei der Herstellung von Farbbildröhren ist die Verbindung von Kolbenkonus und Kolbenboden. Das für Schwarzweiß-Bildröhren angewandte Verfahren der Flammenverschmelzung ist nicht zu benutzen, da die Verbindung erst dann erfolgen kann, wenn sich die Leuchtstoffe bereits auf dem Kolbenboden befinden und die Maske im Kolbenboden befestigt ist. Beide Teile sind jedoch wärmeempfindlich und verhindern die Anwendung der zur Verschmelzung der Glasteile in ihrer Nähe notwendigen Temperaturen.
Zur Lösung dieses Problems wurde ein neuer Werkstoff entwickelt, sogenannter „Vitrokeramzement". Mit diesem Material ist die Herstellung einer vakuumdichten Verbindung zwischen Glasboden und Glaskonus bei Temperaturen unterhalb des Transformationspunktes des Glases möglich.
Vitrokeramzement stellt eine Weiterentwicklung der bekannten Glaslote dar und steht hinsichtlich seiner Eigenschaften zwischen Glas und Keramik. Während Glaslot stets in einer Glasphase vorliegt, d. h. ein nichtlineares Ausdehnungsverhalten mit einem ausgeprägten Maximum in der AK-Kurve besitzt, erfolgt bei Vitrokeramzement oberhalb einer bestimmten Temperatur eine Umwandlung von der Glasphase in eine kristalline Phase. Verbunden mit dieser Umwandlung ist eine wesentliche Eigenschaftsänderung. So liegt der Erweichungspunkt der kristallinen Phase um wenigstens 100 °C höher als der der Glasphase, und die Kurve des Ausdehnungsverhaltens zeigt einen nahezu linearen Verlauf. Dadurch ist eine spannungsfreie Verlötung von Glasteilen möglich. Auf Grund der Erhöhung des Wiedererweichungspunktes des Vitrokeramzements können verlötete Vakuumgefäße, z. B. Farbbildröhren, einer erneuten Wärmebehandlung, wie dies beim Pumpprozeß notwendig ist, ohne Schwierigkeiten ausgesetzt werden. Es besteht dabei nicht die Gefahr, daß die Lötnaht zu erweichen beginnt, durch den Pumpprozeß herausgedrückt und aufgebläht wird und dadurch zu undichten Stellen führt. Ein weiterer Vorteil der Lötnähte ist ihre große Beständigkeit gegenüber Luftfeuchtigkeit und Chemikalien. Selbst Flußsäure und Chromschwefelsäure, in der Röhrenindustrie zur Säuberung von Röhren oft verwandte Chemikalien, haben eine kaum meßbare Einwirkung. Nur sollen möglichst 10%ige Salpetersäure und Natronlauge nicht über

längere Zeit mit Vitrokeramzement-Nähten in Berührung kommen.

Wichtig für die Art einer Vitrokeramzement-Verbindung ist die Festlegung und Einhaltung eines bestimmten Heizzyklusses.

Das Vitrokeramzementpulver wird mit einer Binderlösung zu einer zähflüssigen Paste angerührt, um ein Auftragen auf die zu verbindenden Flächen zu ermöglichen. Während des Verlötungsvorganges wird als erstes der Binder, eine organische Verbindung, ausgeheizt. Danach erfolgt ein Sintern des Vitrokeramzements. Oberhalb der Sintertemperatur beginnt die Kristallisation, deren Geschwindigkeit wesentlich von dem weiteren Wärmeprozeß abhängig ist. Die Temperaturkurve hat auch auf die Art des Ausdehnungsverhaltens des Vitrokeramzements einen wesentlichen Einfluß, da hiervon der Anteil der Restglasphase abhängt. In Abhängigkeit von der Vitrokeramzementsorte und dem Ausdehnungskoeffizienten des Glases muß daher die Temperaturkurve für die Verlötung genau festgelegt werden.

Bei der für die Verlötung von Farbbildröhren verwendeten Vitrokeramzementsorte muß die Temperatur bei 450 °C eine halbe Stunde gehalten werden. Hochheiz- und Abkühlgeschwindigkeit richten sich dagegen im wesentlichen nach Größe und Form des Glasgefäßes. Nach der Verlötung besitzt die Naht eine weißliche und undurchsichtige Farbe.

Literatur

[1] I. Bornemann: „Die Farbbildröhre vom Maskentyp", Wiss. Zeitschrift der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau 2/3 (1959) S. 191 ··· 195

[2] I. Bornemann: „Perspektiven von Farbbildröhren mit nur einem Elektronenstrahlsystem im Vergleich zur Dreistrahl-Maskenröhre", Nachrichtentechnik 10 (1960) S. 305 ··· 308

[3] J. Möbius: „Ablenkprobleme eines Farbfernsehempfängers mit einer Dreifarben-Maskenröhre", Nachrichtentechnik 10 (1960) S. 546 ··· 550

[4] D. Wildgrube: „Die Elektronik der Farbfernsehempfänger", Nachrichtentechnik 7 (1959) S. 323 ··· 327

[5] S. H. Kaplan: „Control of Fluorescent Screen Dot Size for Color TV", Journ. SMPTE, vol. 65, No. 8, August 1956, S. 407 ··· 410

[6] H. Röder: „Die Chemigrafie als technologisches Verfahren in der Röhrentechnik des Fernsehens", Nachrichtentechnik 11 (1961) S. 496 ··· 498

[7] I. Bornemann: „Ein neuer Werkstoff für Spezialzwecke insbesondere der Vakuumtechnik — Vitrokeramzement", Nachrichtentechnik 11 (1961) S. 488 bis 492

Farbfernsehen Teil 3 und Schluß

N. PUDOLLEK

Die Modulation des Farbhilfsträgers

Zwei voneinander völlig unabhängige Signale lassen sich erst dann mit einem einzigen Träger übermitteln, wenn für beide Signale unterschiedliche Modulationsarten gewählt werden. Eine Möglichkeit wäre beispielsweise die Verwendung von Amplituden- und Frequenzmodulation. Ein solches Verfahren, unter der Bezeichnung FAM-System, wurde von den Philips-Forschungslaboratorien in Eindhoven untersucht. Beim NTSC-Farbfernsehsystem werden die beiden Farbdifferenzsignale als Amplituden- und Phasenmodulation des Farbhilfsträgers mit Trägerunterdrückung übertragen.

Die Modulation geschieht auf folgende Weise: Zwei um 90° phasenverschobene Spannungen des Farbhilfsträgers werden mit je einem Farbdifferenzsignal amplitudenmoduliert. Dazu werden zwei Modulatoren wie im Bild 24 zusammengeschaltet. Zum besseren Verständnis soll die Vektordarstellung im Bild 25 dienen. Bei der Amplitudenmodulation der um 90° versetzten Trägerwellen Ω_0 und Ω_{90} mit den Farbdifferenzsignalen $\omega\,(E_R' - E_Y')$ und $\omega\,(E_B' - E_Y')$ entstehen die Seitenbandvektoren $\Omega_0 \pm \omega\,(E_R' - E_Y')$ und $\Omega_{90} \pm \omega\,(E_B' - E_Y')$. Dabei drehen sich die Vektorpaare jedes Trägers gegeneinander. (Der Einfachheit halber wurde hier angenommen, daß die Modulationsfrequenzen $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ sinusförmig sind). Die Resultierende eines Vektorpaares fällt mit dem Träger stets in eine Richtung. Die Trägerzeiger ändern dadurch ständig ihre Länge. Für die beiden Trägerwellen läßt sich wiederum ein gemeinsamer Vektor, die Resultierende R, bilden. In Abhängigkeit von den Modulationsspannungen ändert sich nun die Länge und die Richtung der Resultierenden R, und man erhält praktisch eine Phasen- und Amplitudenmodulation des Trägers. Wie bereits erwähnt, erfolgt die Modulation des Farbhilfsträgers mit Trägerunterdrückung, d. h. es werden lediglich die Seitenbänder, nicht aber der Träger selbst übertragen. Moduliert wird durch multiplikative Mischung in einer Mehrgitterröhre. Moduliert man wie im Bild 26 über das Bremsgitter einer Pentode, so entsteht an der Anode ein Signalgemisch aus dem videofrequenten Farbdifferenzsignal $(E_R' - E_Y')$, den Trägerschwingungen Ω_{90} und den beiden Seitenbandschwingungen $\Omega_{90} \pm \omega\,(E_R' - E_Y')$. Es liegt also hier eine ganz normale Amplitudenmodulation vor.

Wollte man nun eine der Komponenten, in diesem Falle den Träger, unterdrücken, so wäre die Anwendung einer Filterschaltung, auch mit extrem steilen Flanken, nur dann sinnvoll, wenn die tiefste Modulationsfrequenz noch einen genügend großen Abstand zum Träger besitzt. Bei den Farbdifferenzsignalen ist das aber nicht der Fall.

Einen Farbhilfsträgermodulator mit Trägerunterdrückung, wie er in den USA Verwendung findet, zeigt Bild 27. Es handelt sich hier um einen sogenannten Doppel-Gegentaktmodulator (doubly balanced modulator). Zwei Hexoden, $Rö_1$ und $Rö_2$, werden eingangsseitig in Gegentakt betrieben. Das videofrequente Farbdifferenzsignal gelangt über eine Phasenumkehrröhre gegensinnig an die durch eine Diodenklemmschaltung einwandfrei schwarzgesteuerten Steuergitter der Hexoden. Eine exakte Schwarzpegelhaltung ist unbedingt notwendig, da das Farbdifferenzsignal sowohl positive als auch negative Werte annehmen kann.

Die Anoden der Hexoden besitzen einen gemeinsamen Arbeitswiderstand, so daß sich die Farbdifferenzsignale wegen ihrer Gegenphasigkeit am Ausgang aufheben. Das gleiche geschieht auch mit der Farbhilfsträgerspannung, die über einen Gegentakttransformator auf die

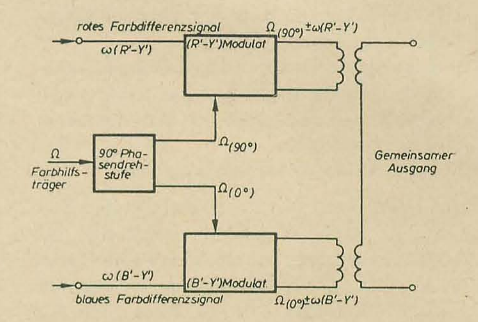


Bild 24: Grundsätzlicher Aufbau eines Farbmodulators

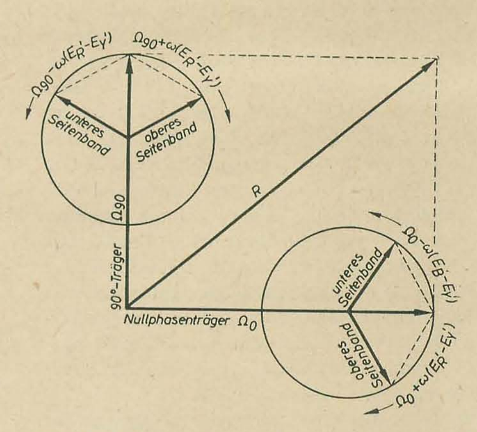


Bild 25: Vektordarstellung der zweifachen Amplitudenmodulation

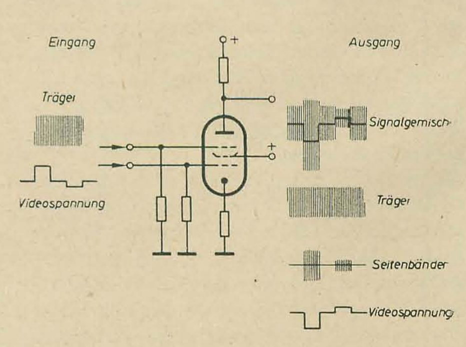


Bild 26: Bremsgittermodulation

dritten Gitter der Hexoden gegeben wird. Am Ausgang dieses Modulators entstehen dann nur noch die beiden Seitenbänder. Dazu muß natürlich eine vollkommen symmetrische Arbeitsweise des Modulators Voraussetzung sein. Darin liegt ein Nachteil dieser Schaltung begründet. Es ist schwierig, neben einem exakten Nullabgleich die notwendige Linearität der Modulationskennlinien mit Verstärkerröhren zu erreichen. In dieser Beziehung ist eine Ringmodulatorschaltung nach Bild 28 günstiger. Die Farbdifferenzsignale werden wieder über einen Gegentaktverstärker dem Modulator zugeführt. Sie werden über die Mittelanzapfungen der Transformatorwicklungen L_1 und L_3 in die Diagonalen des Ringmodulators eingespeist. Die Farbhilfsträgerschwingungen, über L_2 eingekoppelt, übernehmen die Funktion einer Schaltspannung, indem während der

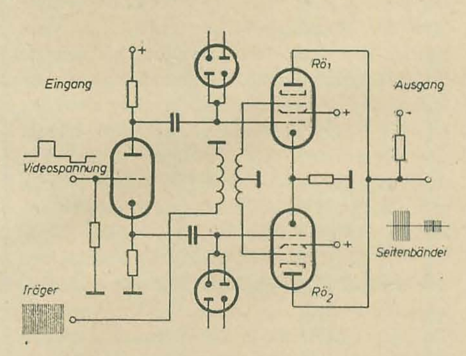


Bild 27: Doppelgegentaktmodulator mit Trägerunterdrückung

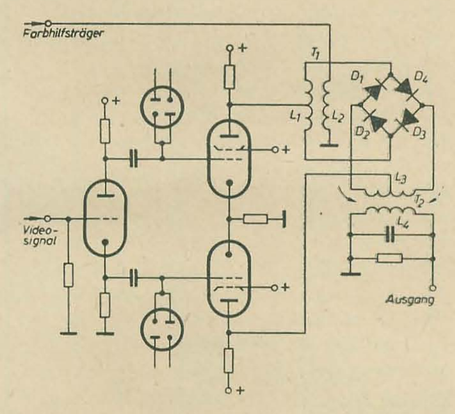


Bild 28: Ringmodulator in Gegentaktschaltung

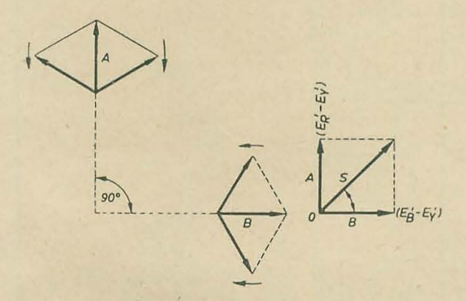


Bild 29: Vektordarstellung der Farbhilfsträgermodulation mit Trägerunterdrückung

ersten Halbwelle z. B. D_1 und D_2 und in der zweiten D_3 und D_4 geöffnet werden. Davon abhängig muß das videofrequente Farbdifferenzsignal durch den linken bzw. rechten Teil der Primärwicklung des Ausgangstransformators T_2 laufen. Am Sekundärkreis mit L_4 entstehen dann nur die Seitenbänder einer trägerfrequenten Schwingung, deren Amplituden dem videofrequenten Signal proportional sind. Die Vektordarstellung des modulierten Farbträgers mit Trägerunterdrückung zeigt Bild 29. Werden die resultierenden Seitenbandvektoren A und B auf die entgegengesetzte 90-Grad-Achse projiziert, so läßt sich für beide Vektoren ein gemeinsamer Bezugspunkt 0 finden. Die Resultierende zwischen A und B bildet den Vektor S, der dem modulierten Farbhilfsträger mit Trägerunterdrückung entspricht. Dieses Signal erhält man am gemeinsamen Ausgang des Modulators nach Bild 24. Wie man aus der Vektordarstellung ersieht, ist die Länge und Richtung des modulierten Signales nun unmittelbar durch die Farbdifferenzsignale bestimmt. Die Länge entspricht der geometrischen Summe aus $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$

$$S = \sqrt{(E_R' - E_Y')^2 + (E_B' - E_Y')^2}$$

Betrachtet man die (B-Y)-Achse als Bezugsrichtung, so kann die Richtung des resultierenden Zeigers S durch den Winkel φ ausgedrückt werden:

$$\tan \varphi = (E_R' - E_Y') \,/\, (E_B' - E_Y')$$

Der Vektor S dreht sich mit der Kreisfrequenz des Farbhilfsträgers $\Omega = 2\pi \cdot 4{,}4296875$ MHz um den Bezugspunkt 0. So kann man letztlich für die modulierte Ausgangsspannung schreiben

$$u_F = S \cdot \sin(\Omega t + \varphi)$$

Für jeden Farbwert des Farbdreiecks läßt sich nun ein ganz bestimmter Vektor ermitteln, wenn man die (B—Y)- und (R—Y)-Achse in das Dreieck einzeichnet. Die Achsen schneiden sich im Weißpunkt. In diesem Punkt gibt es dann keine Farbinformation. Es bleibt lediglich das Helligkeitssignal E_Y übrig, z. B. wenn ein ganz normales Schwarz-Weißbild mit Grauwerten übertragen wird. Der Farbhilfsträger kann dann im Helligkeitskanal des Empfängers keine Perlschnurstörung verursachen, da er bei fehlender Farbinformation zu Null wird. Hierin liegt der Vorteil der Trägerunterdrückung begründet.

Bild 30 zeigt ein sogenanntes Farbphasendiagramm. Es enthält eine Reihe von Vektoren für Farben, die im allgemeinen als Teststreifen für das Farbfernsehen Verwendung finden. Am Umfang dieses Diagramms ist der Spektralfarbenzug angedeutet. Die Länge eines Vektors entspricht der jeweiligen Farbsättigung, während der Farbton durch dessen Richtung bzw. den Phasenwinkel bestimmt ist. Bei einer vollen Umdrehung des Farbvektors ($\varphi = 0 \cdots 360°$) wird das gesamte Farbdreieck oder der ganze Farbkreis durchlaufen. Das Farbphasendiagramm ist nicht nur eine theoretische Darstellungsweise der Farbübertragung mit Hilfsträger, der Farbvektor besitzt tatsächlich diese Amplituden- und Phasenverhältnisse unter Bezugnahme auf die (B—Y)-, bzw. (R—Y)-Achse, die mit speziellen Meßgeräten für das Farbfernsehen, wie z. B. mit einem Vektorskop, abgebildet werden können. So hätte beispielsweise der Farbvektor für Grün mit beliebiger Sättigung einen Phasenwinkel von 209°, für Rot dagegen 70°. Betrachtet man den Vektor für Purpur, so ersieht man aus Bild 30, daß er sich zwischen den positiven Teilen der (B—Y)- und (R—Y)-Achsen befindet. Fällt man das Lot von der Vektorspitze auf die Koordinatenachsen, so lassen sich die Anteile von B—Y und R—Y ablesen. Der Vektor von Purpur hat einen Phasenwinkel von 61°. Damit liegt das Verhältnis der Farbdifferenzspannungen fest. Die absoluten Beträge der Farbdifferenzspannungen bestimmen dann die Farbsättigung.

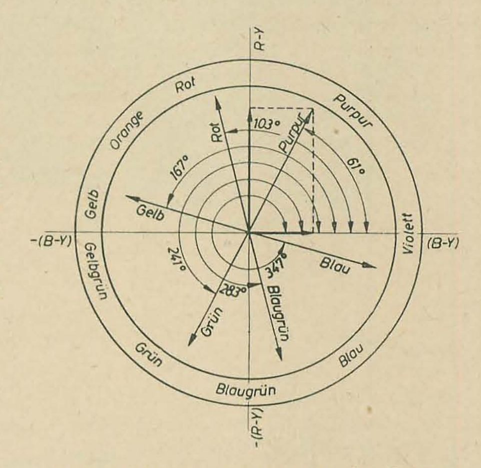


Bild 30: Farbphasendiagramm mit den Vektoren einiger Testfarben

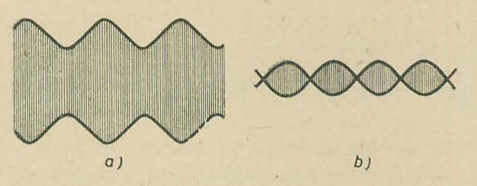


Bild 31: Ausgangsspannung eines AM-Modulators, a) ohne, b) mit Trägerunterdrückung

Die Demodulation des Farbhilfsträgersignales

Im Bild 31 ist das Oszillogramm am Ausgang eines AM-Modulators dem eines Gegentaktringmodulators mit Trägerunterdrückung gegenübergestellt. Die Hüllkurve am Ausgang des AM-Modulators enthält die unverfälschte Modulationsspannung. Grundsätzlich anders sieht es bei der Kurve mit unterdrücktem Träger aus. In der Hüllkurve läßt sich nun die Modulationsspannung nicht mehr in der ursprünglichen Form nachweisen. Aus diesem Grunde kann für die Demodulation des Farbhilfsträgers kein gewöhnlicher AM-Detektor angewendet werden. Erst, wenn im Empfänger dem trägerlosen Farbsignal wieder ein Träger zugesetzt wird, kann eine Demodulation vorgenommen werden. Derartige Demodulationsschaltungen sind unter der Bezeichnung Synchrodetektor bekannt. Es ist völlig gleichgültig, ob der Träger wie bei einem normalen AM-Sender direkt übertragen wird, oder ob er erst im Empfänger erzeugt werden muß. Wichtig ist nur, daß der bei der Demodulation zugesetzte Träger mit der Trägerfrequenz im Sender phasenstarr verkoppelt ist. In einem Farbfernsehempfänger nach dem NTSC-System erzeugt man in einer Quarzoszillatorstufe die Trägerfrequenz. Der Oszillator wird vom Sender her synchronisiert.

Der Farbdemodulator läßt sich ohne weiteres mit einem Modulator vergleichen. Hier wird ebenfalls durch multiplikative Mischung am Bremsgitter einer Mehrgitterröhre moduliert. Den prinzipiellen Aufbau eines Farbdemodulators zeigt Bild 32. An das Steuergitter der Hexode wird das trägerlose Farbsignal an-

gelegt, während über das dritte Gitter die Trägerspannung zugesetzt wird.

Der Demodulationsvorgang läßt sich mathematisch ausdrücken, wenn man die Eingangsspannung am Steuergitter wieder mit

$$u_F = S \cdot \sin(\Omega t + \varphi)$$

bezeichnet. Der zugesetzte Träger hat, wie schon erwähnt, als Bezugsphase die (B—Y)-Achse, also $\varphi = 0$. Man kann den zugesetzten

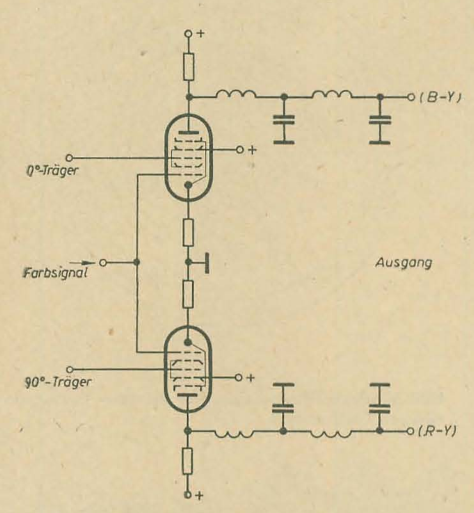


Bild 32: Prinzipschaltbild eines Farbdemodulators

Träger dann mit $\sin \Omega t$ bezeichnen. In der Hexode erfolgt eine multiplikative Mischung, nämlich:

$$S \cdot \sin(\Omega t + \varphi) \cdot \sin \Omega t$$

Bei Anwendung der Additionstheoreme erhält man daraus

$$S \cdot 0{,}5 \cdot \cos \varphi - 0{,}5 \cos \cdot (2\Omega t + \varphi)$$

Mit

$$\cos \varphi = \frac{B - Y}{S}$$

entsteht als Demodulationsprodukt das Farbdifferenzsignal 0,5 (B—Y) und eine Spannung $0{,}5 \cdot S \cdot \cos(2\Omega t + \varphi)$, die sich um die doppelte Farbhilfsträgerfrequenz 2Ω gruppiert.

An der Anode entsteht also neben dem Farbdifferenzsignal ein Paar von Seitenbändern um den doppelten Träger herum, das für die weiteren Stufen des Empfängers unerwünscht ist. Zur Beseitigung dieser Seitenbänder schaltet man dem Demodulator ein Tiefpaßfilter nach, das gerade noch die Farbdifferenzspannung hindurchläßt.

Für die Wiedergewinnung des zweiten Differenzsignals R—Y wird analog zum Modulator in einem zweiten Demodulator ein um 90° phasenverschobener Träger verwendet. Hier entstehen ebenfalls Seitenbänder um die doppelte Farbhilfsträgerfrequenz herum, so daß auch beim (R—Y)-Demodulator ein Tiefpaßfilter notwendig ist.

Es wird jetzt

$$S \cdot \sin(\Omega t + \varphi) \quad \text{mit} \quad \sin(\Omega t + 90°)$$

multipliziert. Für $\sin(\Omega t + 90°)$ kann man auch schreiben $\cos \Omega t$ und es wird

$$S \cdot \sin(\Omega t + \varphi) \cdot \cos \Omega t$$
$$= 0{,}5 \cdot S \cdot \sin \varphi + 0{,}5 \cdot S \cdot \sin(2\Omega t + \varphi)$$

Mit $\sin \varphi = \frac{R - Y}{S}$ erhält man das rote Farbdifferenzsignal $0{,}5 \cdot$ (R—Y). Wie aus der mathematischen Darstellung hervorgeht, geht bei dem Demodulationsvorgang durch die Bildung der Seitenbänder um den doppelten Träger ein Teil der Energie der Farbinformation verloren. Dieser Verlust kann durch nachgeschaltete Verstärker sehr leicht ausgeglichen werden.

Der Aufbau einer Farbfernsehanlage bei Verwendung eines Farbhilfsträgers ist im Bild 33 wiedergegeben. Hier fällt die große Ähnlichkeit im Aufbau des Modulators und des Demodulators auf. Beide Teile haben praktisch die gleiche Aufgabe, nämlich die videofrequenten Farbdifferenzsignale im Frequenzspektrum zu versetzen. Dies sollen die Frequenzbänder im Übertragungsspektrum, die an die einzelnen Stufen gezeichnet wurden, veranschaulichen.

Den Modulatoren werden die in der Bandbreite begrenzten Farbdifferenzsignale zugeführt. Der (R—Y)-Modulator setzt das videofrequente Farbsignal in zwei Seitenbänder um den unterdrückten Träger herum um. Das gleiche geschieht im (B—Y)-Modulator, jedoch 90° phasenverschoben. Das Helligkeitssignal belegt den gesamten Übertragungskanal von 0 ··· 5 MHz, in den die modulierten Farbsignale eingeschachtelt werden. Auf der Empfängerseite werden die Farbsignale über einen Bandpaßverstärker von den tiefen Frequenzen des Helligkeitssignales getrennt und den Demodulatoren zugeführt. Der (R—Y)-Demodulator setzt die Seitenbänder des geträgerten Farbsignales zu einem Teil in das videofrequente Farbdifferenzsignal R—Y und zum anderen in die zwei Seitenbänder um den doppelten Träger um. Das gleiche erfolgt im (B—Y)-Demodulator. Nach Durchlaufen der Tiefpaßfilter bleiben dann die videofrequenten Farbsignale übrig.

Bei der Übertragung der Farbsignale ist es sehr wichtig, daß sich die beiden Kanäle für

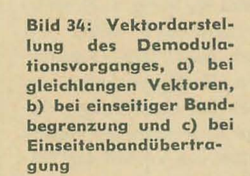
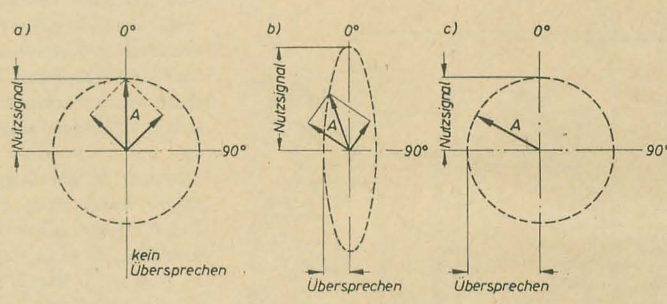


Bild 34: Vektordarstellung des Demodulationsvorganges, a) bei gleichlangen Vektoren, b) bei einseitiger Bandbegrenzung und c) bei Einseitenbandübertragung



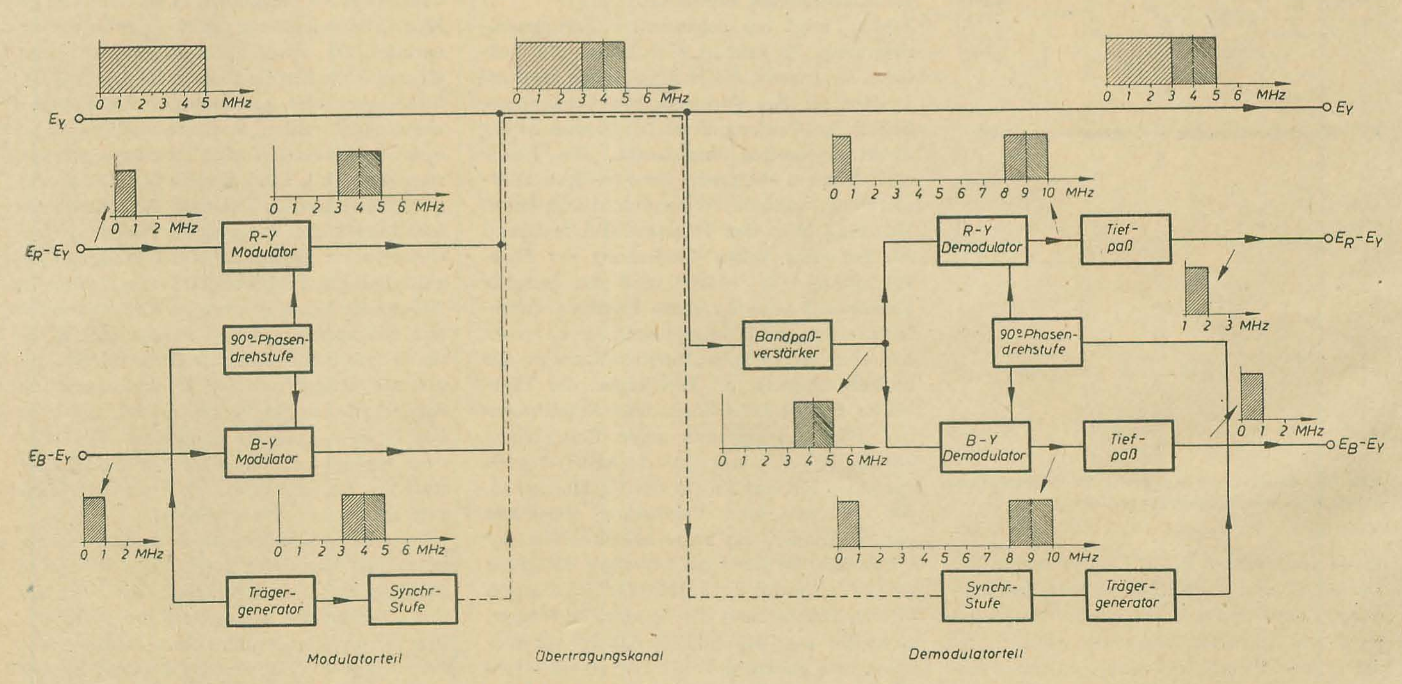


Bild 33: Farbfernsehsystem unter Anwendung eines Farbhilfsträgers

50-Hz-Generator für das Tonbandgerät BG 23

ROLF ANDERS

Leider ist in einigen Orten der DDR das Gleichstromnetz noch nicht restlos gegen ein Wechselstromnetz ausgetauscht. Für Bewohner dieser Gegenden ist es praktisch unmöglich, ein Tonbandgerät zu betreiben. Es sei denn, sie machen von der Möglichkeit der Wechselstromerzeugung mittels Wechselrichter oder Umformer Gebrauch.

Der Betrieb über einen Zerhacker ist aber wegen der genügsam bekannten Kontaktschwierigkeiten kaum zu empfehlen. Umformer gibt es zwar zum Preise von etwa 350 DM für Rundfunkempfänger vom VEB Elektromotorenwerk Hartha. Dieser Typ nimmt bei einer Leistung von $N_{ab} = 112$ W eine Leistung von $N_{zu} = 278$ W auf. Das entspricht einem Wirkungsgrad von $\eta = 0{,}4$. Trotz Drosselentstörung des Umformers waren mit einem solchen Typ HF-Störungen im FM- und AM-Bereich zu verzeichnen. Hinzu kommt das Laufgeräusch des Umformers, so daß es praktisch unmöglich ist, im Wohnraum, in dem das Rundfunk- bzw. Tonbandgerät betrieben wird, ein solches Aggregat aufzustellen. Um also lediglich ein Tonbandgerät zu betreiben, ist ein Umformer bedeutend unwirtschaftlicher als ein Röhrengenerator. Beim Röhrengenerator kommt neben seiner relativen Wirtschaftlichkeit noch der Vorteil hinzu, daß er keinerlei Wartung bedarf, keine mechanisch bewegten Teile besitzt (kein Laufgeräusch) und keinerlei HF-Störungen hervorruft. Er kann unmittelbar neben dem Tonbandgerät aufgestellt werden.

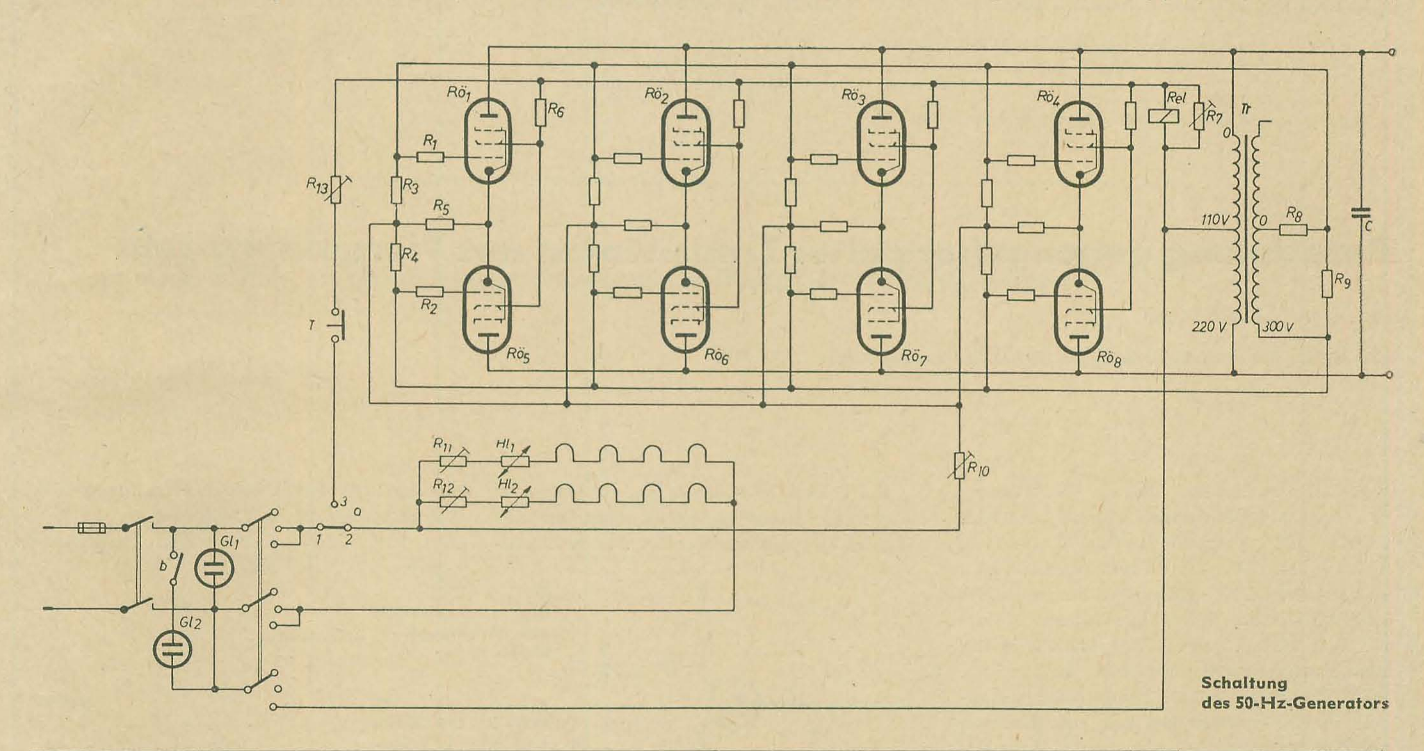
Ein Preisvergleich zwischen einem industriell gefertigten Umformer und dem nachfolgend für den Selbstbau beschriebenen 50-Hz-Generator dürfte kaum real sein, denn der Amateur wird meist vorhandenes Material verwenden bzw. verbilligtes Material aus der „Einkaufsquelle" Berlin oder Leipzig beziehen.

Schaltung

Die Schaltung des nachfolgenden Generators entspricht weitgehend der in radio und fernsehen 6 (1956) von Herrn Hempel veröffentlichten Schaltung eines 50-Hz-Generators für Plattenspieler. Auch im vorliegenden Gerät wurde von der selbstschwingenden Endstufe Gebrauch gemacht. Die Belastungsabhängigkeit einer solchen Schaltung stört hier genausowenig wie bei dem obengenannten Generator. Die Frequenzkonstanz ist bei dieser Schaltung sogar besser als bei einem versuchsweise aufgebauten Gerät mit Oszillator.

Bei der Wahl der Röhren wurde der Typ UL 84 verwendet. Er ist erstens sehr preisgünstig (für 9,50 DM) in der obengenannten Einkaufsquelle angeboten worden und gestattet zweitens gegenüber den P-Röhren eine ökonomisch günstigere Gestaltung des Heizkreises. Wie aus der Schaltung hervorgeht, arbeiten jeweils vier Röhren parallel. Mit dieser Schaltung wird eine Leistung bis max. 50 VA erzeugt. Das Tonbandgerät BG 23 benötigt etwa 35 VA.

Der Trafo sollte für 100 VA ausgelegt sein. Beim Mustergerät war ursprünglich ein Typ von 60 VA eingesetzt. Der Streubereich dieses Trafos gestattete es jedoch nicht, den Generator unmittelbar neben dem BG 23 aufzustellen. Mit dem 100-VA-Typ trat neben weit geringerer Erwärmung (ursprünglich etwa 60 °C)



Schaltung des 50-Hz-Generators

(Fortsetzung von Seite 12)

R—Y und B—Y nicht gegenseitig beeinflussen. Das würde zur Folge haben, daß sich in Abhängigkeit von der Farbhilfsträgeramplitude S, also der Farbsättigung, auch der Farbton ändert. Diesen Fall bezeichnet man als Neben- oder Übersprechen der Farbkanäle. Ein Nebensprechen kann dann entstehen, wenn bei der Übertragung der Seitenbänder, wie sie in den Modulatoren erzeugt werden, durch Bandbegrenzung ein Seitenband mehr gedämpft wird als das andere. Dazu soll die Vektordarstellung im Bild 34 betrachtet werden.

Solange die beiden Seitenbandvektoren gleiche Längen besitzen, fällt, wie erwähnt, die Resultierende A immer mit der Richtung der Trägerschwingung zusammen. Bei unterschiedlichen Längen liegt die Resultierende aus den Seitenbandvektoren in einer anderen Richtung als der Trägerzeiger. Die Resultierende A bewegt sich dann nicht mehr auf einer Kreisbahn, sondern beschreibt eine Ellipse. Es liegt jetzt keine reine Amplitudenmodulation mehr vor, der Träger wird auch phasenmäßig verändert.

Den Demodulationsvorgang kann man sich so vergegenwärtigen, daß durch die zugesetzten Farbhilfsträger ein Achsenkreuz gebildet wird. Der resultierende Vektor A, auf diese Achsen projiziert, ergibt das gewünschte Farbsignal. Im ersten Falle, bei gleichlangen Seitenbandvektoren, ist die Resultierende A gleich dem (R—Y)-Signal, da an der um 90° versetzten Achse keine Spannung entsteht. Im zweiten Falle erfolgt ein Nebensprechen, da allein durch das (R—Y)-Signal auch im (B—Y)-Kanal eine Spannung entsteht. Bei einer reinen Einseitenbandübertragung würde ein vollständiges Übersprechen eintreten.

Ein Nebensprechen tritt natürlich nicht nur durch eine amplitudenmäßige Beeinflussung eines Seitenbandvektors auf. Phasenfehler im Übertragungsweg haben ähnliche Auswirkungen. Nicht zuletzt diese Tatsache macht das gesamte NTSC-System sehr empfindlich gegen Phasenfehler.

eine bedeutende Einschränkung des Streubereiches auf (noch etwa 30 cm!).
Die Werte der verwendeten Widerstände sind bei allen Röhrenstufen gleich:

R_1 und R_2	1,6 kΩ
R_3 und R_4	500 kΩ
R_5	200 Ω
R_6	1 kΩ
R_8	500 kΩ
R_9	100 kΩ

Mit dem Vorwiderstand $R_{10} = 100\,\Omega$ wird die Spannung am Ausgang (220 V ~) eingestellt. Mit R_{11} und R_{12} werden die Heizströme auf 100 mA eingestellt. Ihre Dimensionierung richtet sich je nach der Größe der verwendeten Heißleiter. Heißleiter sind in dieser Schaltung zwar nicht notwendig, wurden aber trotzdem angebracht, um die Dimension der Vorwiderstände klein zu halten. Als Netzschalter wurde ein dreipoliger Stufenschalter mit drei Schaltstellungen verwendet. Dadurch ist es möglich, durch Abschalten des Anodenstromes bei längeren Betriebspausen die Stromaufnahme des Gerätes auf 200 mA herabzusetzen, was nicht zuletzt der Lebensdauer der Röhren zugute kommt.
Der Schwingkondensator C wurde mit 2 μF/350 V als optimal befunden. Es genügt, die Frequenz mit einem auf einem Industriegerät bespielten Band nach Gehör einzustellen, wobei eine Vergrößerung von C eine Verringerung der Frequenz und eine Verkleinerung von C eine Erhöhung der Frequenz zur Folge hat.
Der vorliegende Generator darf nicht ohne Belastung betrieben werden, da sonst die Schirmgitter überlastet werden. Im einfachsten Falle könnte man den Geräteschalter vom BG 23 kurzschließen und das Gerät fest an den Generator anschließen. Eine andere Möglichkeit wäre, in jede Schirmgitterleitung einen niederohmigen Widerstand (etwa 100 Ω, 0,25 W) einzulöten. Wird der Generator versehentlich ohne Belastung betrieben, so verbrennt die Kohleschicht des Widerstandes.
Beide Wege erschienen jedoch als unelegant, und die Sicherheit der Röhren wurde auf folgende Weise gewährleistet.
In die Zuleitung zu den Schirmgittern wurde ein Rundrelais mit einem Wicklungswiderstand von 80 Ω geschaltet.
(Relaisbestückung: 1 × Umschaltkontakt
1 × Einschaltkontakt)
Im Normalfall (belasteter Ausgang) fließt vom Netzschalter über den Relaiskontakt a, der sich in Stellung 1/2 befindet, der Heiz- und Katodenstrom. Der Schirmgitterstrom fließt über die Relaiswicklung und den Parallelwiderstand R_7 (etwa 10 Ω). Hierbei muß R_7 so eingestellt werden, daß das Relais noch nicht anspricht. Wenn jedoch der Ausgang geöffnet wird oder bei Inbetriebnahme geöffnet ist, steigt der Schirmgitterstrom sofort um sein Mehrfaches an. Das Relais zieht an und schaltet mit Relaiskontakt a in Stellung 1/3. Heiz- und Katodenstrom sind unterbrochen. Das Relais bekommt nun über Taste T (im ungedrückten Zustand geschlossen) und über Vorwiderstand R_{13} (2,2 kΩ) seinen Strom. Mit Kontakt b wird Glimmlampe Gl_2 an die Netzspannung gelegt und gibt somit optisches Signal für den Bedienenden. Nachdem der Ausgang nun wieder belastet ist, wird Taste T gedrückt, das Relais fällt ab, Kontakt a stellt sich in Stellung 1/2, Katoden- und Heizstrom fließen wieder; Kontakt b öffnet, die Glimmlampe erlischt. Bei einer anderen Dimensionierung der Relais kann es durchaus möglich sein, daß Taste T entfallen kann, da das Relais eventuell bei Belastung des Ausgangs abfällt.

Über den Anschluß eines Tonbandgerätes an einen mit Gleichstrom betriebenen Allstromempfänger soll hier nicht näher eingegangen werden. Eine solche Anschaltung ist durchaus möglich, jedoch muß sie unbedingt berührungssicher durchgeführt werden, was mitunter einen Eingriff ins Tonbandgerät zur Folge hat. (Kurzschlußgefahr über Erdleitung beachten!) Ein nach angegebener Schaltung gebauter Generator arbeitet seit mehreren Monaten einwandfrei.

Berechnung gegengekoppelter Transistoren mit Vierpolmatrizen

Dipl.-Ing. H. ALBRECHT

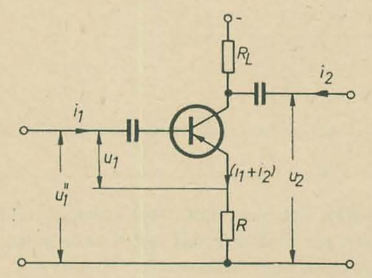
Mitteilung aus dem Institut für Fenmelde- und HF-Technik, Universität Rostock

In den Abhandlungen über die Berechnung von Transistorschaltungen bedient man sich ständig der verschiedensten Parameter, die den Transistor als Vierpol kennzeichnen. Man beschränkt sich jedoch fast immer auf die ausgeschriebenen Vierpolgleichungen, ohne von dem Vorteil, daß die Vierpolkoeffizienten eine Matrix bilden, Gebrauch zu machen. Diese Eigenschaft kann jedoch sehr vorteilhaft für die Berechnung von komplizierten Schaltungen benutzt werden, z. B. für die Berechnung des gegengekoppelten Transistors, wie nachstehend vom Verfasser gezeigt wird. Von den möglichen vier Arten der Gegenkopplung sollen hier nur zwei näher betrachtet werden: Stromgegenkopplung bei nicht überbrücktem Emitterwiderstand und Spannungsgegenkopplung über einen Kollektor-Basis-widerstand.

Reihen-Stromgegenkopplung

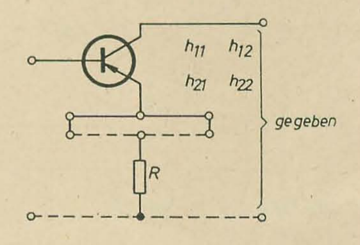
Das Ziel ist, die h-Parameter der Zusammenschaltung von Transistor und Emitterwiderstand nach Bild 1 bzw. 2 zu berechnen, so daß diese als neuer Transistor mit anderen Eigenschaften aufgefaßt werden kann.

Da die beiden Teilvierpole am Eingang und Ausgang in Reihe geschaltet sind, benötigt man die Vierpolparameter der beiden Schalt-



◀ **Bild 1: Transistor mit Stromgegenkopplung**

▶ **Bild 2: Schaltung nach Bild 1, aufgeteilt in zwei Vierpole**



elemente in der Widerstandsform, allgemein:

$$u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2$$
$$u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2$$

als Matrix: $\left\| \begin{matrix} u_1 & 0 \\ u_2 & 0 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{12} \end{matrix} \right\| \; \left\| \begin{matrix} i_1 & 0 \\ i_2 & 0 \end{matrix} \right\|$

Die Parameter für den Transistor liegen aber immer in der h-Form vor, allgemein:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

Die Zählweise für Ströme und Spannungen des Vierpols geht aus Bild 3 hervor.
Aus den h- und z-Gleichungen ergeben sich

Bild 3: Zählweise für Ströme und Spannungen am Vierpol

durch Umstellung und Koeffizientenvergleich folgende Zusammenhänge:

$$z_{11} = \frac{|h|}{h_{22}}; \quad z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad z_{21} = -\frac{h_{21}}{h_{22}};$$
$$z_{22} = \frac{1}{h_{22}}; \quad |z| = \frac{h_{11}}{h_{22}}$$

mit

$|z| = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$; $|h| = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

bzw. umgekehrt:

$$h_{11} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22}} = \frac{|z|}{z_{22}}; \quad h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}};$$

$$h_{21} = -\frac{z_{21}}{z_{22}}; \quad h_{22} = \frac{1}{z_{22}}; \quad |h| = \frac{z_{11}}{z_{22}}$$

Diese Gleichungen gelten zunächst für den Transistor allein. Für den Emitterwiderstand als Vierpol (Bild 4) läßt sich sofort ableiten:

$$u_1 = u_2$$
$$u_1 = (i_1 + i_2)\,R$$
$$u_2 = (i_1 + i_2)\,R$$

Daraus folgt:

$$z'_{11} = R \quad z'_{12} = R$$
$$z'_{21} = R \quad z'_{22} = R$$

Es ist streng darauf zu achten, daß bei der praktischen Anwendung der Vierpol-Matrizen gleiche Zählrichtungen für Spannungen und Ströme eingehalten werden.

Die z''-Parameter der Reihenschaltung von Transistor und Emitterwiderstand ergeben



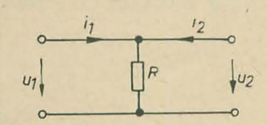


Bild 4: Emitterwiderstand als Vierpol

sich nun einfach durch Addition der einzelnen z-Parameter:

$$z''_{11} = \frac{|h|}{h_{22}} + R; \quad z''_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} + R;$$

$$z''_{21} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} + R; \quad z''_{22} = \frac{1}{h_{22}} + R$$

Nach den Regeln für die Umwandlung $z \rightarrow h$ erhält man damit bereits die gewünschten h''-Parameter für die Zusammenschaltung, wobei $h_{22}R = n$ gesetzt wurde:

$$h''_{11} = h_{11} + \frac{n}{h_{22}} \cdot \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + n}$$

$$h''_{12} = \frac{h_{12} + n}{1 + n}$$

$$h''_{21} = \frac{h_{21} - n}{1 + n}$$

$$h''_{22} = \frac{h_{22}}{1 + n}$$

Einfachere Näherungsformeln für die neuen Parameter ergeben sich, wenn man bedenkt, daß stets $n \ll 1$; $h_{12} \ll 1$ und $h_{21} \gg 1$ sein wird. Damit erhält man:

$$h''_{11} \approx h_{11} + R h_{21}; \quad h''_{12} \approx h_{12} + R h_{22};$$
$$h''_{21} \approx h_{21}; \quad h''_{22} \approx h_{22}$$
$$|h''| = |h|$$

Parallel-Spannungsgegenkopplung

Beide Vierpole, der Transistor und der Gegenkopplungswiderstand, liegen jetzt am Eingang und am Ausgang parallel (s. Bilder 5 und 6). In diesem Fall ermittelt man die Parameter der Gesamtschaltung über die Leitwert-Matrizen. Es gilt allgemein:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2$$
$$\text{symbolisch: } \|i\| = \|y\| \cdot \|u\|$$
$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2$$

Durch Vergleich mit den Transistor-Gleichungen in Hybridform oder Widerstandsform ermittelt man

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}; \quad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}; \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}};$$

$$y_{22} = \frac{|h|}{h_{11}} \quad \text{bzw.}$$

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}; \quad h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}; \quad h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}};$$

$$h_{22} = \frac{|y|}{y_{11}}$$

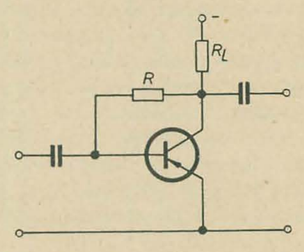


Bild 5: Transistor mit Spannungsgegenkopplung

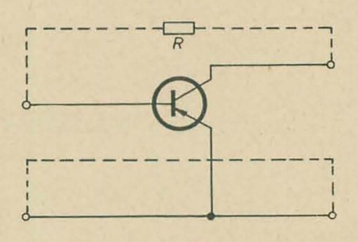


Bild 6: Schaltung nach Bild 5, aufgeteilt in zwei Vierpole

Für den Rückkopplungsvierpol ergibt sich (s. Bild 7) mit $i_1 + i_2 = 0$.

$$i_1 = \frac{u_1}{R} - \frac{u_2}{R}$$

$$i_2 = -\frac{u_1}{R} + \frac{u_2}{R}$$

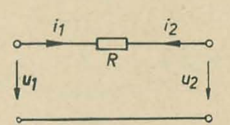


Bild 7: Rückkopplungsvierpol

Daraus folgt

$$y'_{11} = \frac{1}{R}; \quad y'_{12} = -\frac{1}{R}$$

$$y'_{21} = -\frac{1}{R}; \quad y'_{22} = \frac{1}{R}$$

Für die Parallelschaltung erhält man dann die Koeffizienten

$$y''_{11} = \frac{R + h_{11}}{R h_{11}}; \quad y''_{12} = -\frac{R h_{12} + h_{11}}{R h_{11}};$$

$$y''_{21} = \frac{R h_{21} - h_{11}}{R h_{11}}; \quad y''_{22} = \frac{R|h| + h_{11}}{R h_{11}}$$

bzw. mit $m = \frac{h_{11}}{R}$

$$h''_{11} = \frac{h_{11}}{1 + m}; \quad h''_{12} = \frac{h_{12} + m}{1 + m};$$

$$h''_{21} = \frac{h_{21} - m}{1 + m}$$

$$h''_{22} = h_{22} + \frac{1}{R} \cdot \frac{(1 - h_{12})(1 + h_{21})}{1 + m}$$

Unter Beachtung von $m \ll 1$, $h_{12} \ll 1$, $h_{21} \gg 1$ ergeben sich die Näherungen

$$h''_{11} \approx h_{11}; \quad h''_{12} \approx h_{12} + \frac{h_{11}}{R}; \quad h''_{21} \approx h_{21};$$

$$h''_{22} \approx h_{22} + \frac{h_{21}}{R} \qquad |h''| = |h|$$

Spannungsbedarf und Widerstände

Um den gegengekoppelten Transistor bis zu dem gleichen Kollektorwechselstrom auszusteuern, der beim nichtgegengekoppelten Transistor zulässig war, müssen Eingangsspannung bzw. Eingangsstrom erhöht werden. Für den nichtgegengekoppelten Transistor ergibt sich

$$i_2 = u_1 \frac{h_{21}}{h_{11} + R_L|h|}$$

mit R_L = Lastwiderstand oder Außenwiderstand.

Bei Stromgegenkopplung über einen Emitterwiderstand wird

$$i''_2 = u''_1 \frac{h''_{21}}{h''_{11} + R_L|h''|} = i_2$$

Setzt man die errechneten Parameter h'' ein, so folgt

$$\frac{u''_1}{u_1} = 1 + \frac{R}{R_L} \cdot \frac{R_L h_{21}}{h_{11} + R_L|h|} = 1 + k|g_u|$$

mit k = Kopplungsfaktor $\frac{R}{R_L}$ und g_u = Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung.

Bei Spannungsgegenkopplung erhält man für gleichen Kollektorstrom auch die gleiche Eingangsspannung:

$$u''_1 = u_1$$

Der Eingangsstrom jedoch wird größer. Es ist

$$i_2 = i_1 \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_L}.$$

Bildet man i''_1 und setzt die entsprechenden Koeffizienten ein, so folgt analog

$$\frac{i''_2}{i_1} = 1 + k' g_i$$

mit

$$k' = \frac{y}{y_L}$$
$$= \text{Kopplungsfaktor}$$

und g_i = Stromverstärkung ohne Gegenkopplung. Ganz ähnlich leitet man für den Eingangswiderstand bei Stromgegenkopplung ab:

$$R''_e = R_e\,(1 + k\,|g_u|)$$

und bei Spannungsgegenkopplung für den Leitwert:

$$Y''_e = Y_e\,(1 + k' g_i)$$

Für die Ausgangswiderstände lassen sich die Formeln nicht in dieser Weise vereinfachen. Man erhält bei Stromgegenkopplung

$$R''_a = R_a\left(1 + \frac{R h_{21}}{h_{11} + R_g}\right)$$

und bei Spannungsgegenkopplung

$$Y''_a = Y_a\left(1 + \frac{Y h_{21}}{h_{22} + |h|\,Y_g}\right)$$

mit R_g = Generator-Innenwiderstand $= \frac{1}{Y_g}$

und $R = \frac{1}{Y}$

Die abgeleiteten Gleichungen gelten entsprechend für Kollektor- und Basisschaltung bei Anwendung der zugehörigen Parameter. Es sei noch darauf hingewiesen, daß die Schaltungsberechnung mit Vierpolmatrizen auf jede beliebige Zusammenschaltung von Vierpolen, d. h. Schaltelementen oder Netzwerken, bei denen keine Eingangs- oder Ausgangsströme bzw. -spannungen zu Null werden, mit Vorteil angewandt werden kann.

Kurzschlußprüfungen an Transistoren

Dipl.-Phys. U. TARNICK und Ing. W. DENDA

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Die elektrischen Messungen, die während des Produktionsvorganges bei verschiedenen Fertigungsstufen an unfertigen Bauelementen durchgeführt werden, dienen zur Feststellung etwaiger Fehlerquellen in bestimmten Arbeitsgängen der Fertigung und zur Beseitigung des Ausschusses. Bei mechanischen Arbeitsgängen werden außerdem noch Sichtkontrollen eingeschoben, bei denen mechanische Fehler erkannt werden.

Der Legierungsvorgang

Der erste Arbeitsgang der Transistorfertigung ist das Auflegieren der Emitter- und Kollektorperlen. Die gesäuberten Kristallplättchen durchwandern mit den Emitter- und Kollektorperlen in Graphitformen einen Durchlaufofen. Dabei findet ein Einlegieren des Perlenmetalls in das Germanium statt. Jetzt hängt aber die Wirksamkeit des Transistors entscheidend von der Schichtdicke des nicht legierten Germaniums zwischen den beiden Legierungsfronten ab (Bild 1). Diese Basisschicht soll möglichst dünn sein. Es fällt nun ein gewisser Prozentsatz von Durchlegierungen an, die sich dann wegen des Fehlens von Sperrschichten als Kurzschlüsse zwischen Emitter und Kollektor bemerkbar machen. Der günstigsten Legierungstemperatur entspricht erfahrungsgemäß ein ganz bestimmter Anteil an Durchlegierungen. Auf diese Weise kann auf Grund der gemessenen Kurzschlüsse die genaue Legierungstemperatur eingeregelt werden.

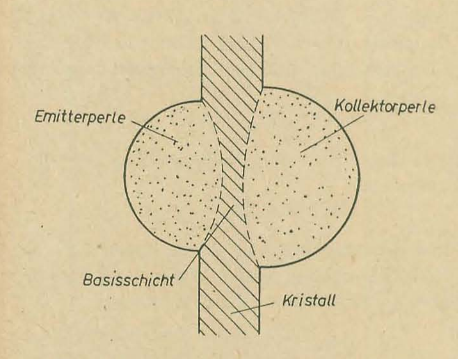


Bild 1: Die Legierungsübergänge im Kristall

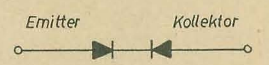


Bild 2: Ersatzschaltbild der Emitter-Kollektor-Strecke

Methoden der Kurzschlußmessung

Die legierten Plättchen werden zu Fünfergruppen auf einen gemeinsamen Basisblechstreifen gelötet. Nach dem Einlöten der Elektrodenanschlußdrähte in die Perlen werden die Transistorelemente einer Kurzschlußmessung unterzogen. Die einfachste Methode besteht darin, mit einem handelsüblichen Ohmmeter den Widerstand zwischen Kollektor- und Emitteranschluß zu messen. Dieses Verfahren hat jedoch einen Nachteil. Die Emitter-Kollektor-Strecke stellt zwei gegeneinander gepolte Gleichrichter dar (Bild 2). Nun kann durch eine Verschmutzung, die auf der Kristalloberfläche sitzt und später durch das Sperrschichtätzen beseitigt wird, die Sperrwirkung in der einen Richtung beeinträchtigt sein, ohne daß eine Durchlegierung vorliegt. In einem solchen Falle würde bei ungünstiger Polung des Ohmmeters ebenfalls ein sehr niedriger Widerstand gemessen werden. Eine Durchlegierung äußert sich jedoch darin, daß die Emitter-Kollektor-Strecke in beiden Richtungen niederohmig ist.

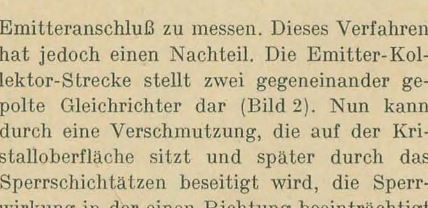


Bild 3: Blockschaltchema des Kurzschlußprüfautomaten

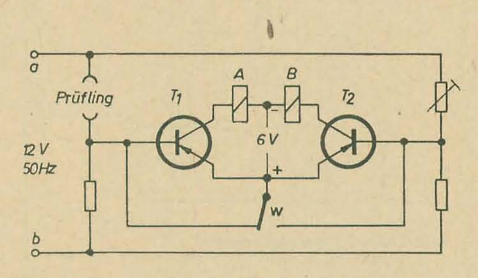


Bild 4: Wechelstrombrücke zur Kurzschlußmessung

Kurzschlußprüfautomat

Es wurde im HWF für die runde Bauform (OC 824 ··· 829) ein Kurzschlußprüfautomat gebaut, der diese Besonderheit berücksichtigt. Die Prüflinge $T_1 \cdots T_5$ (Bild 3) sind über ihren gemeinsamen Basisblechstreifen miteinander verbunden. Dieser Basisblechstreifen wird in eine Kontaktiervorrichtung gelegt. Dabei gelangen die Anschlußdrähte, die in den Emitter- und Kollektorperlen senkrecht zum Basisblech nach oben und unten ausgerichtet sind, zwischen je zwei Kontaktbolzen. Durch eine Hebelbewegung werden alle zehn Anschlußdrähte gleichzeitig von den Kontaktbolzen eingespannt. Bei diesem Einspannvorgang wird über eine Startvorrichtung ein Impulsgeber im Prüfautomaten ausgelöst. Der Impulsgeber schaltet im Takt von etwa 0,7 s einen Drehwähler DW, der nacheinander die Relais $R_1 \cdots R_5$ betätigt. Über diese Relais werden die Prüflinge der Reihe nach an die Meßschaltung gelegt. Nach dem Durchschalten der fünf Prüfobjekte, d. h. wenn der DW einen Umlauf beendet hat, bleibt die Automatik stehen, und die Prüflinge können aus der Kontaktiervorrichtung entfernt und durch neue ersetzt werden.

Fällt ein Prüfling aus, so wird dieser Kurzschluß vom Zählwerk ZW_2 registriert. Außerdem wird das Relais R_{11} erregt, das über den Drehwähler DW ein dem fehlerhaften Prüfling zugeordnetes Selbsthalterelais $R_6 \cdots R_{10}$ betätigt. Dieses wiederum bringt eine Anzeigelampe, $L_1 \cdots L_5$, zum Aufleuchten, die sich an

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 12 (1961)

- Frequenzstabilisierung eines Klystrongenerators im 4-GHz-Bereich
- Frequenzumsetzung mit einer Wanderfeldröhre
- Ferritbelastete Mikrowellenstrahler
- Die Hornparabolantenne
- Über den Nachweis höherer Schwingungsformen in Hohlleitern mit Hilfe des Strahlungsfeldes

radio und fernsehen

Halbmonatszeitschrift für

Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN C 2



JAHRESINHALTSVERZEICHNIS

1961

10. Jahrgang

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

Molekularelektronik

N

Nachrichtentechnik, kommerzielle

Nachrichten und Kurzberichte

Neues aus der sowjetischen Elektronik

P

Persönliches

Phantastron

R

Radar

Referate

Reparaturpraxis

Röhren

Rundfunkempfänger

Rundfunktechnik

S

Sende- und Empfangsanlagen

Skineffekt

Standards, Standardisierung

Stromversorgung

Studiotechnik

T

Tagungen, Konferenzen, Vorträge

AUTORENVERZEICHNIS

III/18/36 ZLN 5227 1261

der Kontaktiervorrichtung unmittelbar neben dem betreffenden Prüfling befindet. Nach Beendigung der Messungen bleiben diese Lampen, die die fehlerhaften Transistorelemente bezeichnen, brennen, so daß diese defekten Prüflinge gekennzeichnet sind. Erst beim Entspannen der Kontaktiervorrichtung werden über eine Löscheinrichtung die Ausschußrelais in ihre Ausgangsstellung zurückgebracht, und die Anzeigelampen verlöschen.
Ein weiteres Zählwerk, ZW_1, wird unmittelbar vom Impulsgeber betrieben und zählt die Gesamtanzahl der gemessenen Transistorelemente, so daß diese beiden Zählwerke zusammen eine Fehlerstatistik ermöglichen.
Zur Vermeidung eines zeitraubenden Umpolens der zu prüfenden Kollektor-Emitter-Strecke erfolgen die Messungen mit Wechselspannung. Der Prüfling liegt in einem Zweig einer Wechselstrombrücke (Bild 4). Das Relais W, das die Basisstromkreise der beiden Transistoren T_1 und T_2 schaltet, arbeitet mit 50 Hz in einer genau einjustierten Phasenlage zur Eingangswechselspannung. Bei der gezeichneten Stellung des Kontaktes w ist der Punkt a gegenüber dem Punkt b positiv. Durch die Basis des Transistors T_2 fließt der Brückenstrom und öffnet diesen Transistor im Falle eines zu niederohmigen Prüfobjekts. Ist der Prüfling dagegen hochohmig, so wird T_2 gesperrt.
Beim Vorzeichenwechsel der Eingangsspannung (a negativ gegen b) klappt Relais W in die andere Stellung um, und T_1 wird im Falle eines niederohmigen Prüflings geöffnet.
Im Kollektorkreis der beiden Transistoren der Brücke liegt je ein Relais A und B. Je nachdem, in welcher Richtung die zu prüfende Kollektor-Emitter-Strecke zu niederohmig ist, zieht das eine oder das andere dieser Relais an. Wenn beide Relais betätigt werden (Kurzschluß), so wird durch ein zweipolig geschaltetes Zählwerk (ZW_2 im Bild 3) ein Ausschußtransistor gezählt.
Durch Umschalten eines Brückenwiderstandes kann der gewünschte Grenzwert des Widerstandes (z. B. 100 Ω) gewählt werden.
In den Schalterstellungen „Eichen" liegt anstelle des Prüflings ein Eichwiderstand von 105 Ω bzw. 95 Ω in der Meßschaltung. Durch Umschalten von einem auf den anderen Eichwiderstand im Meßbereich „100 Ω" läßt sich die Genauigkeit des Gerätes prüfen und nacheichen (bei 95 Ω muß das Gerät einen schlechten und bei 105 Ω einen guten Transistor anzeigen, wofür entsprechende Kontrollampen vorgesehen sind).

Batterielose Transistorempfänger

HAGEN JAKUBASCHK

Einfache Ortsempfänger werden meist als Detektor mit NF-Verstärkerstufe oder als Transistor-Audion aufgebaut. Zur Stromversorgung des Transistors ist üblicherweise eine kleine Batterie vorgesehen, die wegen dessen geringen Strombedarfs nicht sehr viel Energie aufzubringen hat. Es liegt daher der Gedanke nahe, im Nahfeld eines Senders die von der Antenne aufgenommene HF-Energie gleichzurichten und zur Speisung des Transistors zu verwenden, wodurch eine zusätzliche Stromquelle entfällt. Begünstigt wird das durch den Umstand, daß Transistoren bereits mit sehr geringen Spannungen und Strömen betriebsfähig sind. Im folgenden soll über einige derartige Schaltungen und über die Ergebnisse der damit angestellten Empfangsversuche berichtet werden.

Zunächst ist die Feststellung notwendig, daß die von einer Antenne aufgenommene Energie mit steigender Entfernung vom Sender sehr schnell abnimmt. Das hier behandelte Schaltungsprinzip erfordert daher eine leistungsfähige Antenne — hierauf wird später noch näher eingegangen — und ist nur zum Empfang weniger nicht allzuweit entfernter Sender benutzbar. Allgemein kann gesagt werden, daß diese Schaltungen zur Erhöhung der Lautstärke überall dort einsatzfähig sind, wo normale Detektorschaltungen mit Germaniumdiode ohne Nachverstärkung noch brauchbaren Empfang bringen. Darüber hinaus ist das Prinzip als solches recht interessant, zeigt es doch, welche spezifischen und mitunter originellen Schaltungslösungen die moderne Halbleitertechnik ermöglicht. Bereits vorweggenommen sei, daß Ferritstab-, Zimmer- oder ähnliche Behelfsantennen naturgemäß hier ausscheiden.
Die folgenden Schaltungen wurden sämtlich auf einer Frequenz von 912 kHz erprobt, da ein Sender dieser Frequenz sich in Wohnortnähe des Verfassers befindet. Der Schwingkreis ist daher jeweils für diese Frequenz ausgelegt und muß für den Empfang anderer Sender entsprechend dimensioniert werden, was grundsätzlich bekannt ist.
Bild 1 zeigt eine einfache Schaltung dieser Art. Der verwendete Transistor OC 813 erfüllt hier gleichzeitig die Funktion des Demodulators (Basis-Emitter-Strecke) und der NF-Nachverstärkung. Die Diode OA 625 sei zunächst nicht vorhanden. Dann entspricht die Schaltung — bis auf die fehlende Batterie — einem normalen Detektorempfänger. Der Demodulator ist an eine Anzapfung der Schwingkreisspule angeschlossen, um den Kreis (80 Wdg. auf üblichem Topfspulenkern, parallel 120 pF für 912 kHz) nicht zu sehr zu bedämpfen. An der gleichen Anzapfung liegt über einen — vom Schaltungsprinzip her entbehrlichen — Schutzkondensator von etwa 2,5 nF die Antenne.
Die Kollektorspannung für den Transistor wird durch Gleichrichtung der Schwingkreis-Resonanzspannung gewonnen. Um eine möglichst hohe Spannung zu erhalten, kann die Gleichrichterdiode OA 625 nicht an eine Anzapfung des Schwingkreises, sondern nur an dessen „heißes" Ende angeschlossen werden. Mittels des Spulenkernes wird der Kreis auf Resonanz mit der Frequenz des Senders gebracht. Die leichte Bedämpfung des Kreises durch die Diode muß hier in Kauf genommen werden. Als Ladekondensator genügt ein Wert von 0,1 μF, der Kopfhörer ist eine normale 2-kΩ-Ausführung.
Die von der Antenne aufgenommene Energie wird hier nur zur Hälfte ausgenutzt, wie leicht einzusehen ist, da ja die Diode nur eine Halbwelle gleichrichtet. Durch Verwendung von zwei Dioden können jedoch beide Halbwellen ausgenutzt und durch Aufbau einer Spannungsverdopplerschaltung kann gleichzeitig eine höhere Betriebsspannung für den Transistor erzielt werden. Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 2. Diese Schaltung entspricht in ihrer Wirkungsweise prinzipiell dem Bild 1. Die beiden Dioden bilden mit dem Vorkondensator von 50 pF und dem Ladekondensator von 0,1 μF eine Spannungsverdopplerschaltung. Die Demodulation und NF-Nachverstärkung erfolgt im Transistor. Hier, wie auch im Bild 1, erhält die Transistorbasis keine besondere Vorspannung, was angesichts der geringen an der Basis anliegenden Steuerspannung nicht erforderlich ist. Der Transistor wird daher stromarm im Bereich des Kollektorreststromes betrieben (Voraussetzung, um ein Zusammenbrechen der Speisespannung zu vermeiden!). Trotzdem blieben die theoretisch zu erwartenden Verzerrungen auch bei größeren Lautstärken in minimalen Grenzen. Diese Schaltung lieferte bereits erstaunlich gute Ergebnisse. Zu beachten ist hier aber, daß der Vorkondensator des Spannungsverdopplers HF-mäßig parallel zum Schwingkreiskondensator liegt, der deshalb um einen entsprechenden Betrag verringert werden muß. Der genaue Frequenzabgleich erfolgt wieder mit dem Spulenkern oder einem geeigneten Drehko. Letzterer wird aber nur selten lohnen, da ohnehin meist nur Empfang eines Senders möglich sein wird und ein Drehko unnötig Platz benötigt. In Frage kommt hier nur ein Luftdrehko oder ein hochwertiger keramischer Festkondensator, da die üblichen Hartpapier-

quetscher zu hohe Verluste aufweisen. Dies macht sich hier in einem Rückgang der verfügbaren Betriebsenergie bemerkbar, die ohnehin knapp ist.

In den Schaltungen (Bilder 1 und 2) wird der Kreis durch den Gleichrichter und den Demodulatortransistor relativ stark bedämpft, so

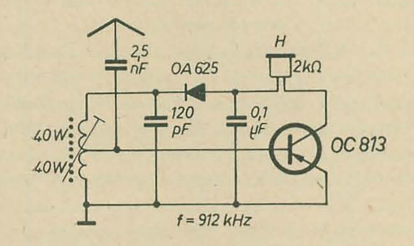


Bild 1: Einfache Schaltung zur Gewinnung der Betriebsspannung aus der Sendeenergie

daß sich keine allzu hohe Resonanzspannung ergibt. Es ist daher günstiger, für Demodulator und Betriebsspannungserzeugung getrennte Schwingkreise vorzusehen. Durch günstige Wahl der L/C-Verhältnisse in beiden Kreisen, die durch die gleiche Antenne versorgt werden, kann dann eine wesentlich höhere Betriebsspannung gewonnen werden. Diese reicht im Nahfeld stärkerer Sender u. U. sogar dazu aus, ein normales Audion zu betreiben. Eine derartige Schaltung mit einem Audion zeigt Bild 3.

Als Audiontransistor fand hier ein OC 813 „weiß", d. h. mit relativ hoher Stromverstärkung, Verwendung. Dies ist im Hinblick auf die sehr geringe Betriebsspannung, die meist noch beträchtlich unter 1 V liegen wird, wesentlich. Der obere Schwingkreis der Spule mit C_3 (Trimmer) und 80 Windungen (Anzapfung bei der sechzigsten Windung) gehört zu einer normalen Audionschaltung. Bei dieser müssen die genaue Größe von C_1 und C_2 sowie die günstigste Lage der Anzapfung ausprobiert werden. Hierzu entfernt man zweckmäßigerweise die Dioden und schließt parallel zum 0,1-µF-Ladekondensator provisorisch eine 1,5-V-Batterie an. Das Audion wird mit dieser auf den günstigsten Betriebszustand „getrimmt". Die Regelung der Rückkopplung erfolgt mit R_1. Dieser Widerstand kann, wenn das Gerät ortsfest betrieben werden soll, als Festwiderstand eingesetzt werden. Anderenfalls kommt hier ein kleiner Trimmregler in Frage.

Der untere Schwingkreis mit C_4 und 120 Windungen weist ein etwas höheres L/C-Verhältnis auf, wodurch trotz der relativ starken Bedämpfung durch die Dioden eine höhere Betriebsspannung erreichbar ist. Da das Audion neben dem Kollektorstrom noch einen gewissen Basisstrombedarf hat, wird ein Anschwingen jedoch trotzdem nur erreichbar sein, wenn ein entsprechend starkes Senderfeld vorhanden ist. Immerhin ist aber zumindest eine merkliche Entdämpfung des Demodulatorkreises, die sich letztlich als weiterer Lautstärkegewinn zeigt, erreichbar. Beide Kreise werden mit C_3 und C_4 auf Resonanz getrennt abgestimmt, C_4 nach C_3. Auch die Windungszahl der Antennenspule ist sehr sorgfältig nach Versuch zu ermitteln, da die genaue Anpassung der Antenne entscheidend zur verfügbaren Speiseenergie beiträgt. Wenn für alle Faktoren die optimalen Werte gefunden werden, ist es sogar möglich, den Audionkreis mit C_3 durchstimmbar zu machen und dann unter Ausnutzung der Energie des Ortssenders auch andere, schwächere Sender einwandfrei zu empfangen, ohne daß der Ortssender störend „durchschlägt"! Beim Mustergerät gelang dies allerdings nur im stationären Betrieb bei konstanten Antennenverhältnissen (Hoch-

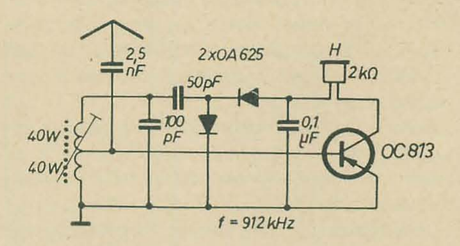


Bild 2: Durch Spannungsverdopplung erhöht sich die Betriebsspannung des Transistors

antenne). Das Gerät ist in diesem Falle praktisch ein vollwertiger Transistor-Audionempfänger für den gesamten Mittelwellenbereich. R_1 muß dann natürlich regelbar sein.

Eine ungewöhnliche Schaltung zeigt Bild 4. Wie erkennbar, wird der in der Basisleitung liegende Kondensator mit Plus an der Basis aufgeladen. Obwohl diese Schaltung der Theorie zu widersprechen scheint — z. B. wird die Basis-Emitter-Strecke in Sperrichtung vorgespannt! — ergibt sie immer noch eine merklich größere Lautstärke als ein normaler Detektorempfänger mit Gemaniumdiode unter den gleichen Verhältnissen, wie die Versuche zeigten. Die Verzerrungen hielten sich auch bei größeren Feldstärken und Lautstärken in tragbaren Grenzen. Etwas kritisch ist der dem Basiskondensator parallelliegende Widerstand, dessen günstigster Wert vom Transistorexemplar abhängt. Er wird auf geringste Verzerrungen dimensioniert, lautstärkemäßig hat er relativ wenig Einfluß.

Abschließend soll über einige mit den beschriebenen vier Schaltungen angestellte Empfangsversuche berichtet werden. Es sei vorweggenommen, daß sich allgemeingültige Regeln nicht aufstellen lassen, da das Ergebnis von vielen Faktoren, die je nach Empfangsort verschieden sind, abhängt. Die nachfolgend genannten Versuchsergebnisse können aber immerhin einen gewissen Anhalt geben und sind durchaus ermutigend.

Zur Verfügung stand ein 5-kW-Mittelwellensender auf 912 kHz.

Im Sendernahfeld, wenige 100 m von der Sendeantenne entfernt, arbeiteten alle Schaltungen einwandfrei. Es genügte dort bereits, vorhandene Zäune, Eisenpfähle bzw. einen Motorradrahmen als Antenne zu benutzen, um — jeweils mit einer Eisenstange im Boden als „Erde" — einwandfreien Empfang zu haben. Die später noch näher beschriebene Bodenantenne ergab hierbei schon starke Verzerrungen offenbar durch Übersteuerungserscheinungen.

In etwas größerer Entfernung vom Sender (4 km) brachten alle Schaltungen mit Hochantenne und Bodenantenne noch einwandfreie Ergebnisse. Bei Benutzung der Hochantenne diente das Rohr einer Wasserpumpe als Erde. Die Bodenantenne — die zu Unrecht in Amateurkreisen etwas in Vergessenheit geraten ist — erwies sich für den vorliegenden Fall als fast idealer Energiespender, zumal sie im Freien leicht improvisierbar ist. Es werden hierzu einfach zwei normale Drähte von je 20 ··· 25 m Länge in einander entgegengesetzter Richtung auf dem Erdboden lang ausgelegt. Ihre Enden laufen beim Empfänger zusammen und bilden Antenne und Erde. Die günstigste Himmelsrichtung dieses überdimensionalen „offenen Dipols" ist auszuprobieren. Insgesamt brachte diese Bodenantenne im Freien stets bessere Ergebnisse als z. B. zwischen Bäumen usw. in nicht allzugroßer Höhe improvisierte Hochantennen, Wurfantennen und ähnliche übliche Behelfe. Mit der Bodenantenne gelang es z. B. noch in über 20 km Entfernung vom Sender in einem von Wäldern umgebenen Talkessel das Audion nach Bild 3 mit einiger Geduld zum Schwingen zu bringen! Während ein einfacher Detektorempfänger handelsüblicher Ausführung mit Quetscherdrehko unter gleichen Verhältnissen nur andeutungsweisen Empfang brachte, war mit dem Audion ein klarer und lautstarker Kopfhörerempfang möglich. Auch die Schaltungen der Bilder 1 und 2 erwiesen sich dabei noch bedeutend lautstärker als der einfache Detek-

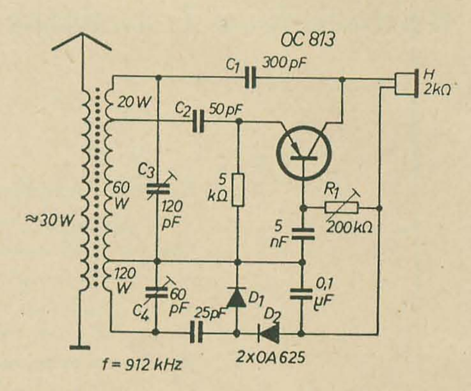


Bild 3: Spannungserzeugung durch getrennten Kreis erlaubt u. U. Audionbetrieb

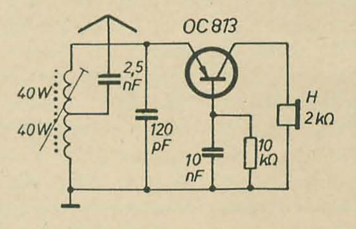


Bild 4: Einfachste Schaltung mit Transistor ohne eigene Stromquelle

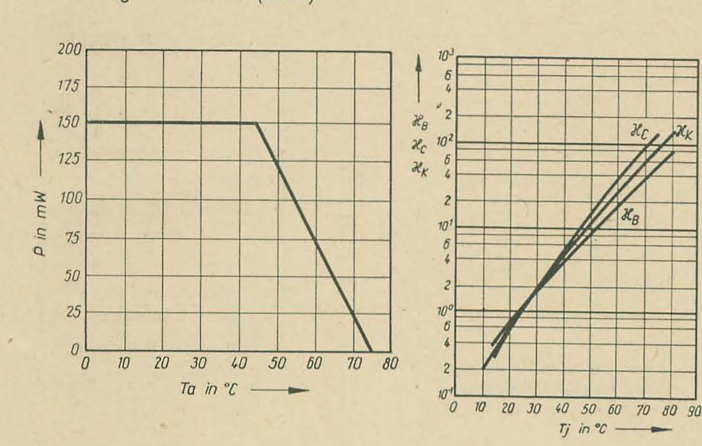
tor. Das ist letztlich ein Beweis dafür, wieviel Energie gerade in einfachen Detektorschaltungen noch „verschenkt" wird!

Unter Großstadtverhältnissen in 15 km Entfernung vom Sender (Hochantenne 15 m lang, Wasserleitungs-Erde) zeigten alle vier Schaltungen einwandfreie Ergebnisse und waren wiederum sämtlich dem Detektor, der hier immerhin schon recht brauchbaren Empfang gab, weit überlegen. Mit dem Audion nach Bild 3 gelang der Empfang von sieben weiteren Mittelwellensendern unter Ausnutzung der Energie des Ortssenders und ohne Durchschlagen desselben.

Bedenkt man, daß der Aufwand gegenüber dem Detektor evtl. (mit Ausnahme der Schaltung im Bild 3) nicht viel höher ist, so erscheint die Anwendung dieser Schaltungen insgesamt auch vom praktischen Standpunkt aus bedeutend günstiger.

OC 825 Germanium-pnp-Flächentransistor

Fortsetzung von Heft 23 (1961)



Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ Tj}{(I_{CBO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ Tj}{(I_{CEO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\ Tj}{(I_{COK})\ Tj = 25\ °C}$$

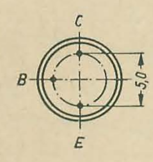
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur (links)

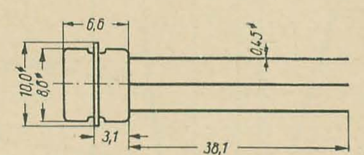
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme (rechts)

OC 826 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Rauscharmer Transistor für NF-Vorverstärkerstufen

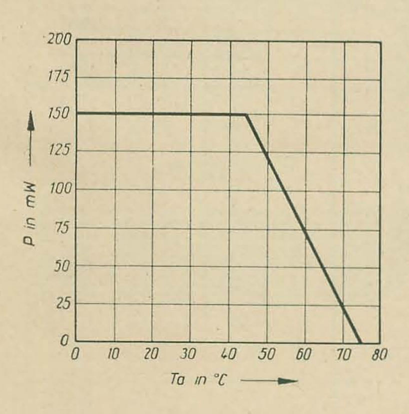




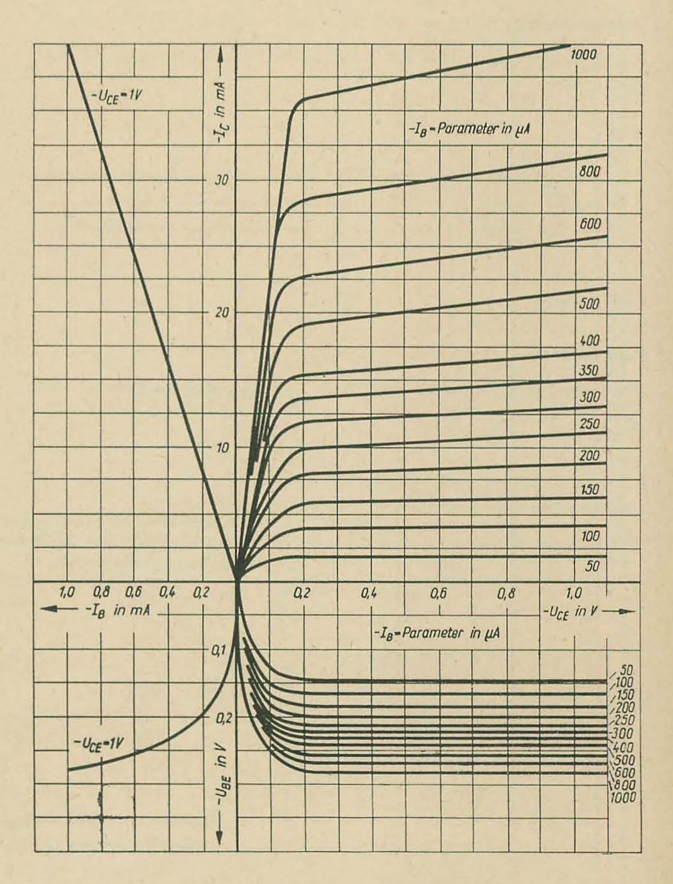
Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben.



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\,\mu A\ (-U_{CB} = 6\ V,\ -I_E = 0)$

$-I_{CEO} \leqq 800\,\mu A\ (-U_{CE} = 6\ V,\ -I_B = 0)$

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung ($U_{CB} = 6$ V, $I_C = 2$ mA)	f_α	= 300 kHz

Emitterschaltung

Meßfrequenz f = 1 kHz
(Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$\leqq$ 2,5 kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$\leqq 30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$\geqq$ 20
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$\leqq$ 200 μS
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, $R_L = 20$ kΩ)	$G_{p\,max}$	= 40 dB
Rauschfaktor bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, $R_g = 500\,\Omega$)	F	$\leqq$ 10 dB

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I = h_{21e} = 20 ··· 32
II = h_{21e} = 32 ··· 50
III = h_{21e} = 50 ··· 80
IIII = $h_{21e} \geqq$ 80

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

Grenzwerte für Ta = 45 °C

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150 mA
Kollektorspannung bei $R_{BE} = 1$ kΩ	$-U_{CE\,max}$	= 20 V
Verlustleistung	P_{max}	= 150 mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2 $\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75 °C

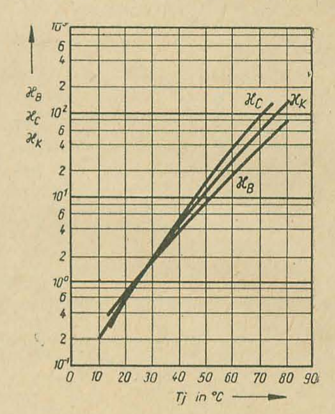
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\,Tj}{(I_{CBO})\,Tj = 25\,°C}$$

$$\varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\,Tj}{(I_{CEO})\,Tj = 25\,°C}$$

$$\varkappa_K = \frac{(I_{COK})\,Tj}{(I_{COK})\,Tj = 25\,°C}$$

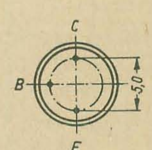


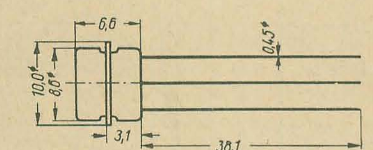
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

OC 827 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Rauscharmer Transistor für Anfangsstufen hochwertiger NF-Vorverstärker

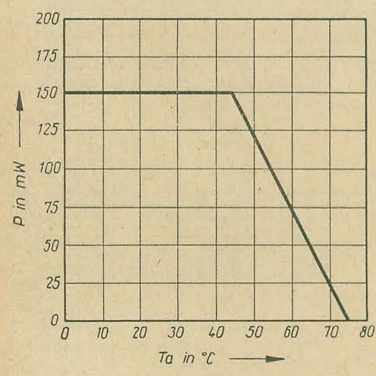




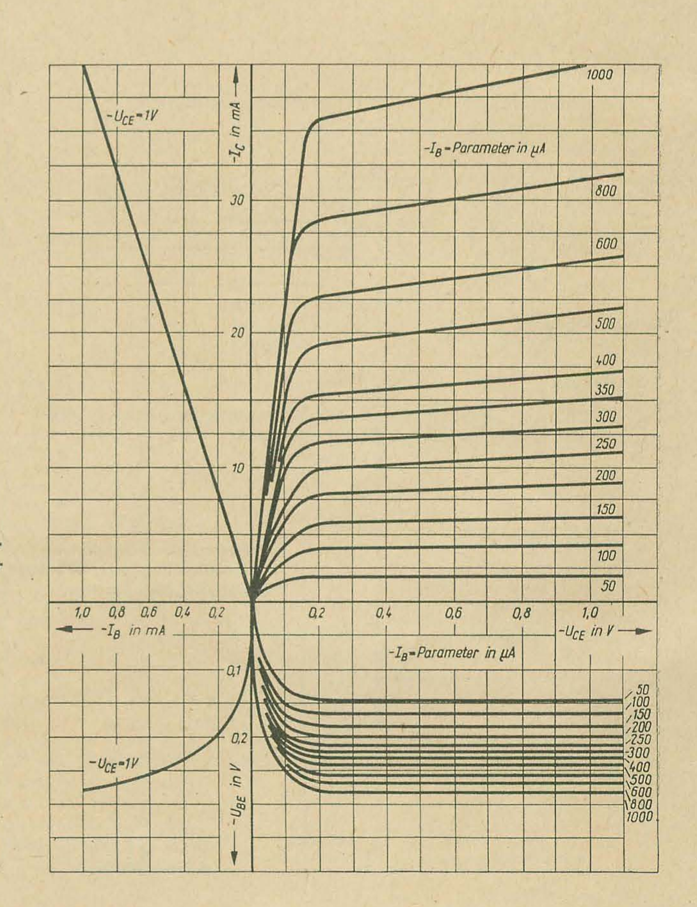
Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben.



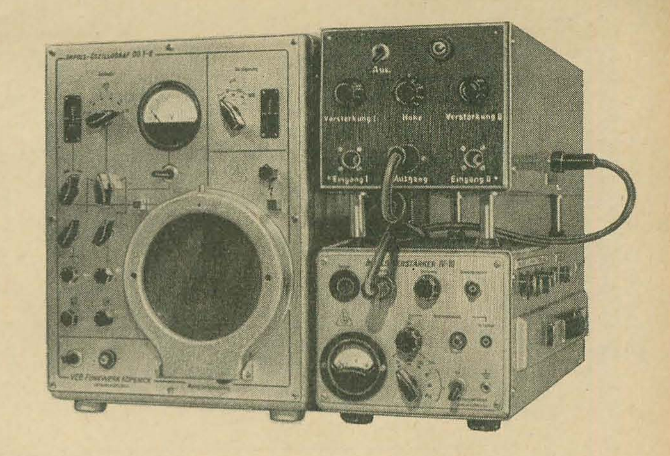
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Verstärkerumschalter zur Sichtbarmachung zweier Vorgänge mit einem Einstrahloszillografen

SIEGMAR HENSCHEL



Zur Sichtbarmachung zweier verschiedener elektrischer Vorgänge auf dem Oszillografenschirm eignet sich der Zweistrahloszillograf am besten. Steht ein solcher nicht zur Verfügung, kann man durch Vorschalten eines Umschalters mit jedem Einstrahloszillografen zwei verschiedene Vorgänge sichtbar machen. Ein solcher Verstärker mit anschließendem Umschalter soll im folgenden beschrieben werden.

Der Verstärkerumschalter wurde speziell für den Impulsoszillograf OG 1-8 und den Impulsverstärker IV-10 vom VEB Funkwerk Köpenick entwickelt; er ist jedoch auch für andere Oszillografen geeignet.
Die äußeren Abmessungen wurden so gewählt, daß er auf den Impulsverstärker IV-10 aufgesetzt werden kann und somit mit dem Oszillografen und dem Impulsverstärker eine Einheit bildet.
Für die Umschaltung ergeben sich zwei Möglichkeiten; man kann einmal den Umschalter mit einem Multivibrator schalten, wobei jedoch große Nachteile auftreten. Aus Bild 1 sind diese Nachteile ersichtlich. Der Strahl wird bei jeder Umschaltung des Multivibrators unterbrochen, so daß der Teil des Strahls, mit welchem das zweite Bild geschrieben wird, dem ersten verlorengeht und umgekehrt. Diese Störung wird um so größer, je näher man mit der Meßfrequenz an die Umschaltfrequenz des Multivibrators herankommt. Für langsame Vorgänge läßt sich diese Methode anwenden, wenn die Umschaltfrequenz entsprechend hoch gewählt wird. Im Bild 2 ist eine 200-Hz- und eine 400-Hz-Schwingung dargestellt, wobei die Umschaltfrequenz etwa 100 kHz beträgt. Das Bild 3 zeigt ein Oszillogramm, bei welchem die Umschaltfrequenz gradzahlig über der Meßfrequenz liegt. Es sind deutlich die Lücken zu sehen, mit welchem Teil des Strahls die zweite Kurve geschrieben wird. Bei sehr kurzen Impulsen gehen dadurch viele Details verloren. Um alle Einzelheiten zu erkennen, wurde folgendes System verwendet:
Schaltet man den Umschalter synchron mit der Kippfrequenz des Oszillografen, so kann man während des Rücklaufimpulses die Anordnung umschalten, ohne störende Effekte auf dem Oszillografenschirm zu bemerken. Der Rücklaufimpuls der Ablenkspannung steuert eine Flip-Flop-Stufe, dadurch wird jeder Strahl voll ausgeschrieben und die Kurven erscheinen wie auf einem Zweistrahloszillograf. Mit jedem ungradzahligen Strahlenhinlauf wird Vorgang 1 geschrieben, während Vorgang 2 durch jeden gradzahligen Strahlhinlauf sichtbar wird. Im Bild 4 ist eine 100-Hz- und eine 400-Hz-Schwingung nach dem neuen Verfahren aufgetragen. Infolge der Nachleuchtzeit der Katodenstrahlröhre und der Trägheit des Auges erscheinen beide Vorgänge gleichzeitig auf dem Schirm.

Elektrischer Aufbau

Impulsformer

Die Sägezahnimpulse, die dem Oszillografen entnommen werden, gelangen über Bu_4 zu dem monostabilen Multivibrator Rö_1 und Rö_2 (Bild 5). Beim OG 1-8 werden diese Impulse der Bu_3 in Laschenstellung 3 entnommen, wobei an dieser Buchse positive Impulse zur Verfügung stehen. An der Anode von Rö_2 steht ein Rechteckimpuls zur Verfügung, wobei die Vorderflanke mit der Rückflanke des Eingangsimpulses zusammenfällt. Die Arbeitsweise des monostabilen Multivibrators ist folgende: In Rö_1 fließt infolge der geringen Gittervorspannung ein Anodenstrom, während Rö_2 gesperrt ist. Wird C_1 durch einen positiven Stromstoß aufgeladen, entlädt er sich in umgekehrter Richtung, und Rö_1 wird gesperrt. Dadurch steigt die Anodenspannung von Rö_1 an, wodurch die Gitterspannung von Rö_2 geringer wird. Rö_2 wird leitend, so daß die Anodenspannung von Rö_2 absinkt. Infolge der abfallenden Katodenspannung wird der Vorgang des Schließens von Rö_2 noch beschleunicht, wodurch die Impulsflanke vom Ausgangsimpuls wesentlich steiler wird.

Flip-Flop-Stufe

Zur Steuerung der Flip-Flop-Stufe (Rö_3) benötigt man nur sehr kurze Impulse, so daß man die Rechteckschwingung durch C_4/R_{12} differenziert. Die Dioden D_1 und D_2 halten die positiven Impulse von der Flip-Flop-Stufe fern, so daß nur negative Impulse an das Gitter gelangen. Ein positiver Impuls kann zwar die Flip-Flop-Stufe nicht kippen, würde jedoch die Röhre kurzzeitig auftasten und als senkrechter Strich während des Strahlhinlaufes auf dem Leuchtschirm sichtbar werden.
Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Für den Anfangszustand nehmen wir die Spannungen nach Bild 6 an. Rö_{3a} ist gesperrt, während Rö_{3b} geöffnet ist. Die Diode D_1 ist in-

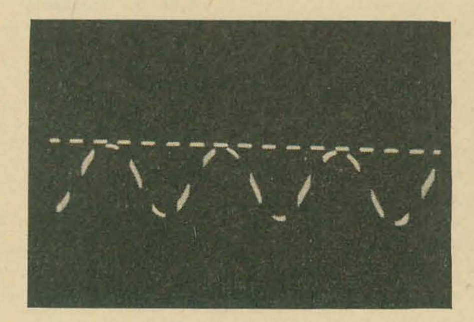


Bild 1: Elektronenstrahl bei Umschaltung durch einen Multivibrator

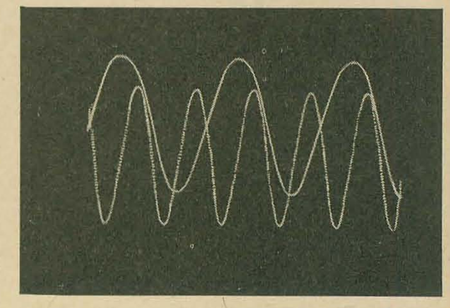


Bild 2: Elektronenstrahl bei Umschaltung durch einen Multivibrator bei hoher Umschaltfrequenz

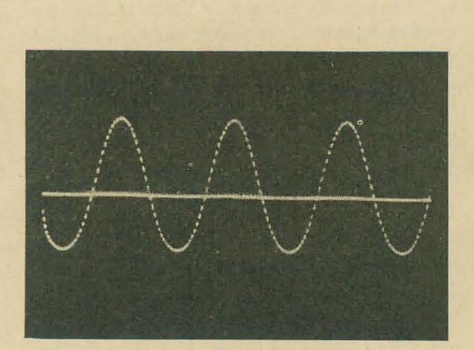


Bild 3: Umschaltfrequenz liegt gradzahlig über der Meßfrequenz

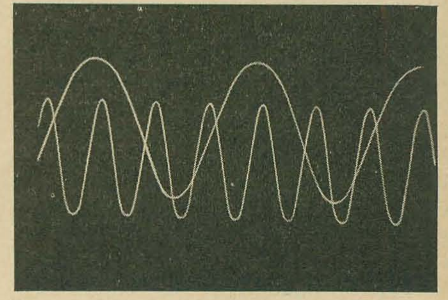


Bild 4: 100-Hz-Schwingung und 400-Hz-Schwingung mit dem Verstärkerumschalter

Bild 5: Schaltbild der Verstärkerumschalter

folge der negativen Vorspannung gesperrt. Tritt an R_{12} ein negativer Impuls auf, so gelangt er über D_2 an das Gitter der $Rö_{3b}$, welches negativ wird und die $Rö_{3b}$ sperrt. Die Anodenspannung von $Rö_{3b}$ steigt an, so daß durch den Spannungsteiler R_{11}, R_{14} ebenso die Gittervorspannung von $Rö_{3a}$ auf 0 V ansteigt. Durch den Stromanstieg in $Rö_{3a}$ sinkt das Anodenpotential ab. Durch den Spannungsteiler R_{10}, R_{13} wird hierdurch die Gittervorspannung an $Rö_{3b}$ negativer, so daß sie gesperrt bleibt. Die Schaltung hat die zweite stabile Lage eingenommen. Infolge der Gittervorspannung von 0 V kann ein weiterer negativer Impuls $Rö_{3a}$ wieder sperren und die Schaltung in ihre Anfangsstellung zurückkippen. Es tritt der gleiche Vorgang ein, wobei nur $Rö_{3a}$ und $Rö_{3b}$ zu vertauschen sind.

Mit den an den Anoden von $Rö_{3a}$ und $Rö_{3b}$ vorhandenen Spannungssprüngen könnte man den Umschalter steuern, das Impulsdach besitzt jedoch keinen linearen Verlauf bzw. bei niedrigen Frequenzen tritt ein Überschwingen auf. Um den Impuls auf die erforderliche Rechteckform zu bringen, wurde noch eine sehr stabile Doppeltriode nachgeschaltet, welche die Impulsflanke verbessert und das Impulsdach geradliniger verlaufen läßt. Es wurde die steile Röhre ECC 88 ($Rö_4$) gewählt, mit der sich kurze Umschaltzeiten erreichen lassen. Infolge der großen Steilheit und des hohen maximal zulässigen Anodenstromes konnten die Anodenwiderstände R_{16} und R_{17} relativ klein gewählt werden, um bei der Gittervorspannung von etwa 0 V eine geringe Anodenspannung zu erreichen, während bei einer Gittervorspannung von etwa —10 V der Anodenstrom sehr gering ist. $Rö_{4a}$ und $Rö_{4b}$ wird von den Gittern der $Rö_{3a}$ und $Rö_{3b}$ direkt gesteuert.

Umschalter und Verstärker

Der Umschalter ($Rö_{4a}$ und $Rö_{4b}$) steuert durch die Änderung der Anodenspannung die Schirmgitter der Verstärkerendröhren ($Rö_{5b}$ bzw. $Rö_{6b}$). Der Spannungsteiler R_{22}, R_{23}, R_{24} ist so bemessen, daß wenn z. B. $Rö_{4a}$ Strom zieht, die Schirmgitterspannung von $Rö_{5b}$ negativ gegenüber der Katode ist und die Röhre somit sicher gesperrt ist. Um eine Kopplung der beiden Eingänge über die Katoden von $Rö_5$ und $Rö_6$ zu vermeiden, sind die Widerstände R_{23} und R_{24} mit einem Elko überbrückt, der beide Katoden wechselstrommäßig an Masse legt. Der Wert von 500 μF war erforderlich, um auch bei Frequenzen < 10 Hz eine ausreichende Entkopplung zu erreichen. Die Verstärker ($Rö_5$ und $Rö_6$) sind gleich aufgebaut. Aus diesem Grunde wird im folgenden nur ein Verstärker beschrieben.

Die Eingangsspannung gelangt über C_{19} an das Gitter von $Rö_{6a}$. In dieser wird die Spannung verstärkt und von der Anode dem Außenwider-

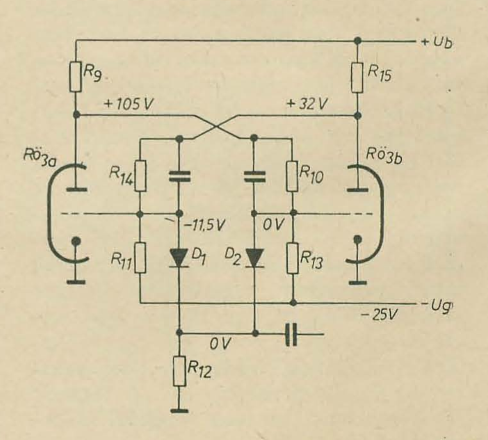


Bild 6: Flip-Flop-Stufe des Verstärkerumschalters

stand R_{27} zugeführt, welcher als Potentiometer ausgeführt ist und zur Verstärkungsregelung dient. Der Katodenwiderstand R_{30} ist mit einem kleinen Kondensator C_{18} überbrückt. Dadurch werden die hohen Frequenzen an R_{30} nicht gegengekoppelt. Die an R_{27} abgegriffene Spannung gelangt über C_{15} an das Steuergitter von Rö$_{6b}$. Diese trägt nur unwesentlich zur Verstärkung bei, da das Schirmgitter über R_{17} wechselspannungsmäßig hoch liegt, wodurch

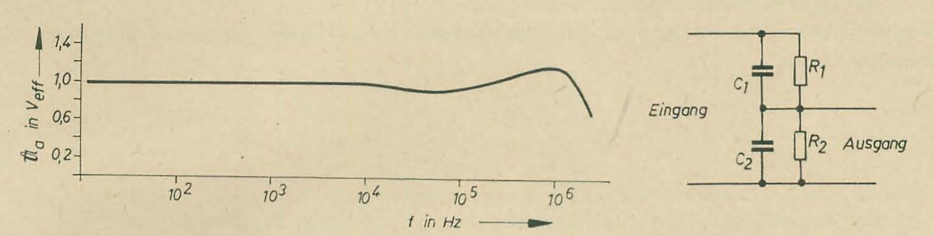


Bild 7: Frequenzgang der Vorverstärker Rö$_5$ und Rö$_6$

Bild 8: Spannungsteiler zur Meßbereichserweiterung

eine starke Gegenkopplung auftritt. Die an der Anode von Rö$_{5b}$ entstehende Wechselspannung wird dem Potentiometer (R_{38}) zugeführt und von dessen Schleifer über L_2 (Kompensation der Kabelkapazität) und C_{20} ausgekoppelt. Das Verbindungskabel zwischen dem Verstärkerumschalter und dem nachfolgenden Oszillografen soll möglichst kurz sein, um schädliche Kapazitäten zu vermeiden, die die obere Grenzfrequenz herabsetzen. Im vorliegenden Fall wurde ein Koaxkabel von 25 cm Länge verwendet, für welches auch die Kompensationsspule L_2 bemessen wurde. Mit R_{38} läßt sich die Lage der beiden Schirmbilder verschieben. Die von der Anode von Rö$_{6b}$ zur Katode von Rö$_{6a}$ führende frequenzabhängige Gegenkopplung bewirkt eine Verbesserung des Frequenzganges an der unteren und oberen Frequenzgrenze, wodurch der Frequenzgang des Verstärkers wesentlich verbessert werden konnte (Bild 7). Durch den gleichartigen Aufbau der beiden Kanäle ist die Phasenlage in beiden Verstärkern gleich, so daß sich der Verstärkerumschalter auch zu Phasenmessungen verwenden läßt. Um ein Übersteuern der Rö$_{5a}$ bzw. Rö$_{6a}$ zu vermeiden, soll die Eingangsspannung an Bu_1 bzw. Bu_3 nicht mehr als 1 V_{ss} betragen. Zur Messung größerer Spannungen wurden Vorsteckspannungsteiler mit dem Teilerverhältnis 1 : 5, 1 : 10, 1 : 100 gebaut. Damit läßt sich ein sehr großer Spannungsbereich messen. Aus Bild 8 ist das Schaltbild des Spannungsteilers ersichtlich. Tabelle 1 enthält für die verschiedenen Teilerverhältnisse die dazugehörigen R- und C-Werte.

Aus Bild 9 erkennt man die gute Linearität der beiden Strahlen, wobei die Kippfrequenz etwa 500 Hz beträgt. Die Eingangsspannung an Bu_1 und Bu_3 betrug bei allen Messungen etwa 0,1 V_{eff}. Bei Kippfrequenzen < 100 Hz tritt eine Krümmung der Strahlen bei hoher Verstärkung auf, welche durch das abfallende Dach der Umschaltimpulse hervorgerufen werden (Oszillogramm an der Anode von Rö$_{4b}$). Es läßt sich jedoch auch bei niedrigen Frequenzen die volle Empfindlichkeit des Oszillografen ausnutzen, jedoch muß man den Verstärkerumschalter mit einer höheren Frequenz umtasten. Den Kippeingang trennt man vom Oszillografen ab, und schließt ihn an eine Fremdspannung an. Um alle Details der Schirmbilder zu erhalten, empfiehlt es sich, die Kippfrequenz > 100 kHz zu wählen, wobei die Kurvenform keine Rolle spielt; es müssen nur die positiven Spitzen eine Spannung > 5 V besitzen, damit der monostabile Multivibrator einwandfrei schaltet.

Tabelle 1

Teilung	R_1	R_2	C_1	C_2
1 : 5	1,6 MΩ	0,4 MΩ	7,5 pF	30 pF
1 : 10	1,8 MΩ	0,2 MΩ	3,3 pF	30 pF
1 : 100	1,98 MΩ	20 kΩ	0,3 pF	30 pF

Widerstände ± 1% 1 W
Kondensatoren abgleichen

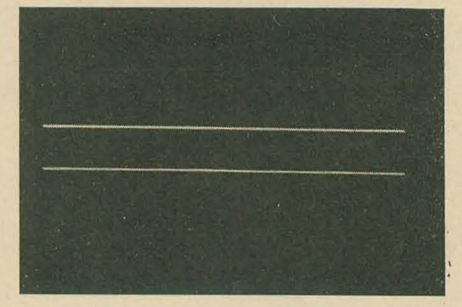


Bild 9: Linearität der beiden Strahlen

Netzteil

Der Netzteil weist außer der relativ hohen Siebung keine Besonderheiten auf. Eine Stabilisierung ist nicht vorgesehen, da die Schaltung bei Spannungsschwankungen von ± 10% noch einwandfrei arbeitet. Als Netztrafo wurde ein Neumanntrafo vom Typ N 85 U verwendet, wobei die Anoden von Rö$_7$ (EZ 80) an die 280-V-Anschlüsse angeschlossen sind. Als Ladekondensator wurde C_{21} = 50 μF verwendet. Zwischen Lade- und Siebkondensator (100 μF) wurde zur Glättung eine Neumanndrossel D 85/100 geschaltet. Vom Siebkondensator werden die Spannungen für Rö$_1$, Rö$_2$ und Rö$_4$ direkt abgenommen, während die Spannung für Rö$_5$ und Rö$_6$ über eine Neumanndrossel D 55/60 und einen Elko nochmals gesiebt wird. Dies ist erforderlich, um den Störabstand möglichst groß zu halten. Zur Entkopplung von Rö$_5$ und Rö$_6$ wurde in jedem Zweig noch ein Siebglied 5 kΩ/50 μF eingeschaltet. Die Anodenspannung für Rö$_3$ wird durch R_{42} auf den gewünschten Wert herabgesetzt. C_{24} dient zur Herabsetzung des Wechselstrominnenwiderstandes. Die negative Vorspannung für Rö$_3$ wird von der Sekundärwicklung abgenommen. Die negative Spannung wird durch C_{25} geglättet; mit R_{41} wird diese Vorspannung auf den erforderlichen Wert eingestellt.

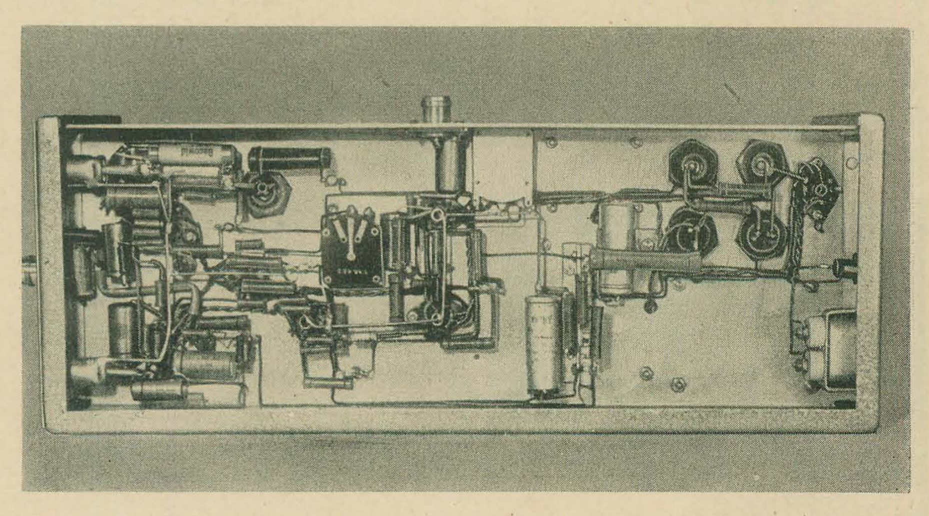
Aufbau

Die Buchsen 2 und 4 sind Spezial-Koax-Buchsen, wie sie am OG 1-8 und IV-10 vorhanden sind, während die Buchsen 1 und 3 genormte HF-Koax-Buchsen sind.

Im Bild 10 ist die Verdrahtung zu erkennen. Um schädliche Streukapazitäten zu vermeiden, wurden die Schaltelemente direkt zwischen die Röhrenfassungen gelötet. An Punkten, an denen ein Stützpunkt erforderlich war, wurden Leitungsstützer der VEB KWH vom Typ HS 25819, Ausführung I eingesetzt. Die Heizung ist verdrillt verlegt und wird mittels eines Einstellreglers (R_{44}) symmetriert. Die Minusleitung (mindestens 1,5 mm Cu) ist nur an an Rö$_3$ und an Bu_1 und Bu_3 geerdet. Die Netzleitung zum Schalter S_1 ist in einem kleinen Kabelbaum zusammengefaßt und an der oberen Kante des Gerätes verlegt, um Störeinstrahlungen auf Rö$_5$ und Rö$_6$ zu vermeiden. Der Spannungsteiler für die negative Vorspannung sowie einige Stützpunkte des Netzteiles sind auf einer keramischen Lötleiste vom Typ HS 25759 Ausführung II der VEB KWH befestigt.

(Fortsetzung Seite 24)

Bild 10: Ansicht der Verdrahtung



Bauanleitung: Abstimmbarer Pentodenmultivibrator

GOTTHARD WERNER

Bei der Fehlersuche an Reparaturgeräten (Rundfunkempfänger usw.) wird häufig die Signalverfolgung angewendet. Diese gliedert sich in die Signalzuführung und in die Signalentnahme auf. Zur Signalzuführung benötigt man ein nieder- oder hochfrequentes Signal, das z. B. mit einem Multivibrator erzeugt werden kann.
Der nachfolgende Beitrag zeigt, daß mit einem Signalverfolger nicht nur Fehler gesucht werden, sondern auch Rundfunkempfänger abgeglichen werden können.

Der Multivibrator

Ein Multivibrator ist ein zweistufiger, mit einer Rückkopplung versehener Widerstandsverstärker. Die Frequenz der entstehenden Schwingung wird in erster Linie durch die Zeitkonstanten der Gitterkombinationen bestimmt und hängt von der Betriebsspannung ab. Die erzeugte Schwingung hat eine fast rechteckige Form, ist also äußerst oberwellenreich.
Bild 1 zeigt die einfachste und gebräuchlichste Schaltung eines selbstschwingenden Multivibrators.

Wirkungsweise

Gitter g_1 von $Rö_1$ sei negativ aufgeladen. $Rö_1$ wird also gesperrt, während gleichzeitig die Spannung an g_1 von $Rö_2$ schwach positiv ist, so daß Gitterstrom fließt. Der Kondensator C_1 entlädt sich über R_1 nach einer Exponentialfunktion, bis sich $Rö_1$ öffnet. An R_3 entsteht ein negativer Impuls, so daß g_1 der $Rö_2$ ebenfalls negativ wird. An R_4 entsteht aber ein positiver Impuls, durch den sich g_1 der $Rö_1$ weiter hochsteuert. Es entsteht also ein Rückkopplungsstoß, bis $Rö_2$ völlig gesperrt ist. Nun entlädt sich der durch Gitterstrom aufgeladene Kondensator an g_1 der $Rö_2$ über R_2, bis $Rö_2$ wieder öffnet, so daß ein umgekehrter Rückkopplungsstoß verursacht wird. Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden also abwechselnd negativ am gitterseitigen Ende aufgeladen. Die zeitliche Folge der Aufladungen ist annähernd proportional der Zeitkonstante C_1R_1 oder C_2R_2. Die Sperrzeiten der Röhren sind weitgehend von den Röhrendaten abhängig. Die Schwingungsdauer ist gleich der Summe der beiden Sperrzeiten. Beim Multivibrator sind also für eine vollständige Schwingung die zwei in entgegengesetzter Richtung verlaufenden Rückkopplungsvorgänge maßgebend.
Anstelle zweier Trioden kann man auch eine Pentode verwenden. Das Steuergitter und das Schirmgitter bilden $Rö_1$, und das Bremsgitter und die Anode $Rö_2$.
Bild 2 zeigt eine einfache Schaltung eines solchen Pentodenmultivibrators. Diese Schaltung besitzt eine gewisse Schwingungsstabilität, da beide Trioden das geschlossene Röhrensystem der Pentode bilden. Mit dieser Schwingungsstabilität erhält man eine sauberere Rechteckkurve und damit wird die Schwingung oberwellenreicher, d. h., dieser Multivibrator erzeugt eine höhere Frequenz.

Schaltungsbeschreibung

Mit dem im Bild 3 dargestellten Pentodenmultivibrator wurden Frequenzen bis zu 12 MHz erzielt. Die Gitterkombinationen und Arbeitswiderstände sind so bemessen, daß eine möglichst hohe Frequenz erzeugt wurde. Durch Zuschalten von Vorkreisspulen eines Spulensatzes und eines AM-Drehkos wurde das Frequenzgemisch abstimmbar gemacht und auf einer Skala entsprechend markiert.
Bild 4 zeigt die fertige Schaltung des Gerätes. Es wurde hier der Tastenschalter — Superspulensatz — von Neumann benutzt (die drei Oszillatorspulen werden entfernt). Die Vorkreisspulen, der Schalter S_2 und der Saugkreis sind nun hier in einem einzigen Bauteil vereinigt.

Schalterstellungen

Schalterstellung 1: Im Bild 3 befindet sich S_2 in Stellung 1, d. h., im Bild 4 ist die TA-Taste (BB. m. ZF) gedrückt. Hierbei wird das gesamte Frequenzgemisch von 40 Hz ··· 12 MHz auf den Ausgang gekoppelt. Diese Stellung dient also zur Signalzuführung an Reparaturgeräte.
Schalterstellung 2: Im Bild 3 befindet sich S_2 in Stellung 2, d. h., im Bild 4 ist die UKW-Taste (BB. o. ZF) gedrückt. Das Frequenzgemisch wird mit Ausnahme von 468 kHz auf den Ausgang des Multivibrators gekoppelt. Diese 468 kHz werden durch den Saugkreis gegen Erde abgeleitet. Die Stellung gilt hauptsächlich zur Fehlersuche an AM-Rundfunkgeräten. Schaltet man bei dieser Schalterstellung den Multivibrator an die Antennenbuchse des Rundfunkgerätes, so kann man sofort bestimmen, ob der Fehler im Oszillator oder in der ZF zu suchen ist. Arbeitet der Oszillator des Rundfunkgerätes nicht, so wird in dieser Stellung nichts im Lautsprecher zu hören sein, während bei Schalterstellung 1 (BB m. ZF) trotzdem der Ton, wenn auch schwächer, zu hören ist. Bei Fehlern im ZF-Teil wird man beibei den Schalterstellungen nur noch ein schwaches Signal hören. Bei Fehlern im NF-Teil wird bei beiden Schalterstellungen das Signal ganz schwach oder gar nicht mehr zu hören sein.
Schalterstellung 3: Im Bild 3 befindet sich S_2 in Stellung 3, d. h., im Bild 4 sind die K-M-L-Tasten gedrückt. Die Frequenzen des Kurz-, Mittel- und Langwellenbereiches sind auf der Skala geeicht.
Da hier das Frequenzgemisch an „$Rö_1$" (Schirmgitter bei Pentode) bereits ausgekop-

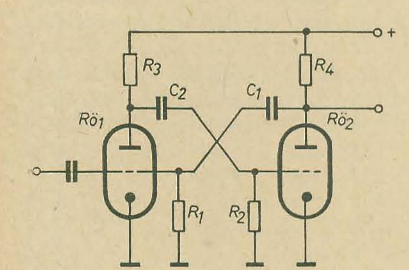


Bild 1: Grundschaltung des selbstschwingenden Multivibrators

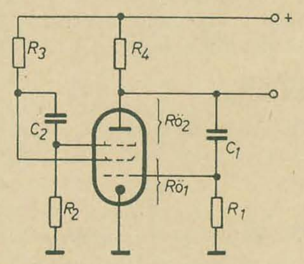


Bild 2: Grundschaltung des selbstschwingenden Pentodenmultivibrators

(Fortsetzung von Seite 23)

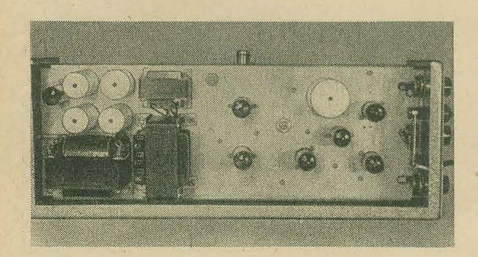


Bild 11: Anordnung der Bauelemente auf dem Chassis

Inbetriebnahme

Nachdem das Gerät fertiggestellt ist, setzt man die Röhren ein und nimmt die Inbetriebnahme vor. Mit einem Instrument von 20 kΩ/V mißt man an den aus Bild 5 ersichtlichen Meßpunkten die Spannungen, wobei die Abweichungen nicht größer als ±5% sein sollen. Die im Bild 5 gemessenen Spannungen wurden bei einer Netzspannung von 220 V gemessen. Während der Messungen ist es vorteilhaft, einen Spannungskonstanthalter vorzuschalten, um immer gleiche Ergebnisse zu erzielen.

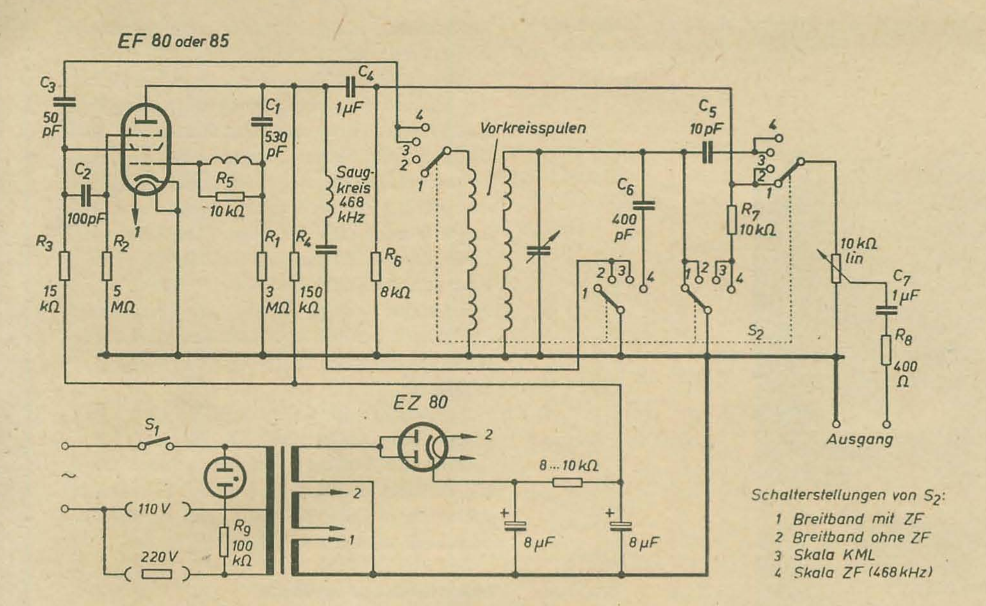


Bild 3: Schaltung des abstimmbaren Pentodenmultivibrators

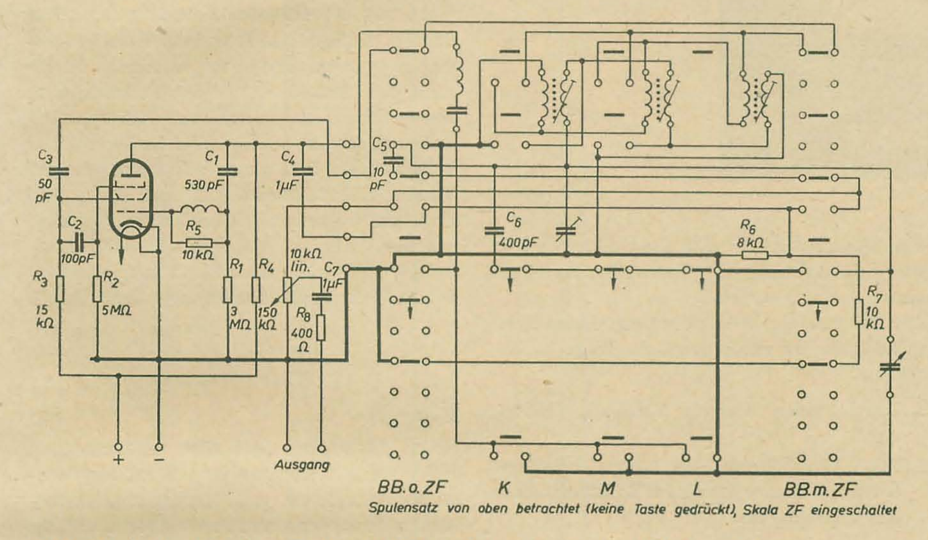


Bild 4: Schaltung des fertigen Gerätes bei Verwendung eines Neumann-Tastenschalters

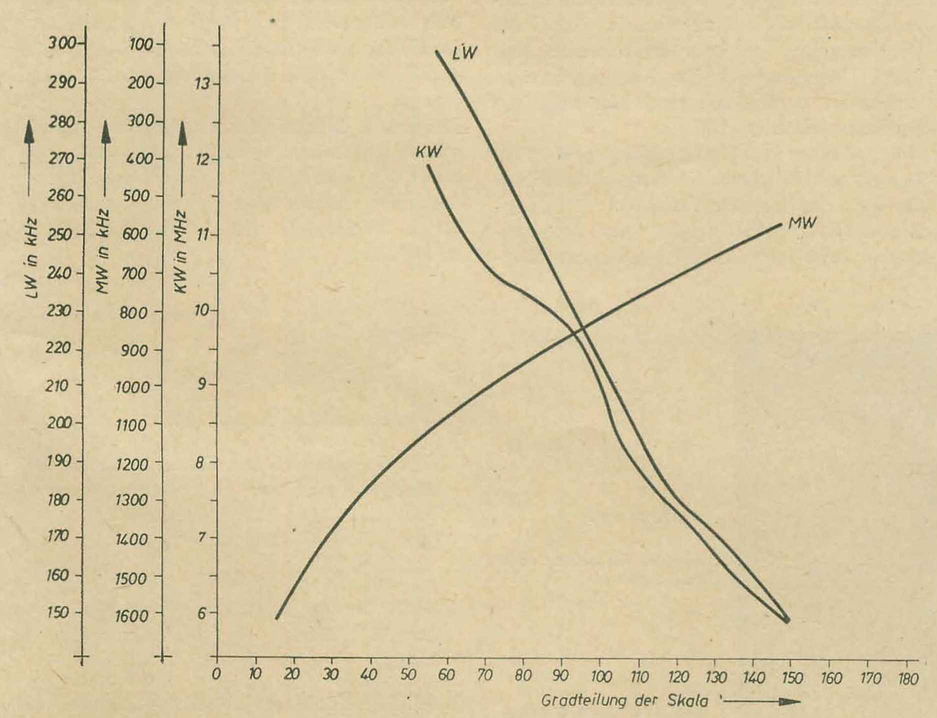


Bild 5: Eichkurven der Schalterstellungen K-M-L

pelt wird, mußte, um die Grundfrequenz wieder konstant zu halten, ein zusätzlicher Außenwiderstand (R_7) zugeschaltet werden. Dem Frequenzgemisch wurden nun die Vorkreisspulen eines Spulensatzes und ein AM-Drehko vorgeschaltet. Da am Ausgang nur noch die Frequenzen erscheinen, die mit entsprechenden Spulen abgeglichen sind, können diese mit Hilfe des Drehkos punktweise auf einer Skala festgehalten werden. Der Saugkreis liegt, um unerwünschte Resonanzfrequenzen fernzuhalten, dabei gegen Erde. In dieser Schalterstellung kann man den Multivibrator als „Prüfsender" benutzen. Es läßt sich der gesamte Abgleich von AM-Rundfunkgeräten und der ZF-Abgleich (bis 12 MHz) von FM-Rundfunkgeräten durchführen (allerdings ZF-stufenweise nur bei leistungsstarken FM-Rundfunkgeräten).

Schalterstellung 4: Im Bild 3 befindet sich S_2 in Stellung 4, d. h., im Bild 4 ist keine Taste gedrückt. Bei dieser Schalterstellung liegen am Ausgang des Multivibrators 468 kHz an. Hierbei wird hauptsächlich der ZF-Abgleich von AM-Rundfunkgeräten vorgenommen (468 kHz befinden sich noch einmal im Langwellenbereich von Schalterstellung 3).

Der Abgleich des Gerätes in Schalterstellung 3

Bild 5 zeigt die Eichkurven des Gerätes. Es sind die Frequenzkurven der Wellenbereiche als Funktion der Gradteilung der Skala festgehalten. Der genaueste Abgleich wird natürlich mit einem Meßsender erzielt. Ist kein Meßsender vorhanden, kann man sich das Gerät in einer Rundfunkwerkstatt abgleichen lassen. Will man den Abgleich trotzdem selbst vornehmen, so ist folgender allerdings ungenauerer Weg einzuschlagen: Man gleicht den Multivibrator nach einem Rundfunkgerät und der im Bild 5 dargestellten Eichkurve ab.

Mittelwelle des Gerätes: Der Multivibrator wird an die Antennenbuchse des Rundfunkgerätes gelegt und beide Geräte auf Mittelwelle geschaltet. Im Rundfunkgerät werden 1600 kHz eingestellt; den Zeiger des Multivibrators dreht man laut Eichkurve auf 15° der vorher von 0 ··· 180° geeichten Skala und gleicht nun den Vorkreis des Multivibrators auf Tonmaximum ab. Das gleiche ist auf der anderen Seite der in Grad geeichten Skala des Multivibrators mit einer bekannten Senderfrequenz des Rundfunkgerätes (etwa 143° = 575 kHz, Radio DDR 1) vorzunehmen.

Dieser Vorgang wird sooft wiederholt, bis auf beiden Seiten der Multivibratorskala ein scharfes Tonmaximum vorhanden ist. Sind diese beiden Endpunkte eingestellt, so eicht man den Rest der Multivibratorskala nach der im

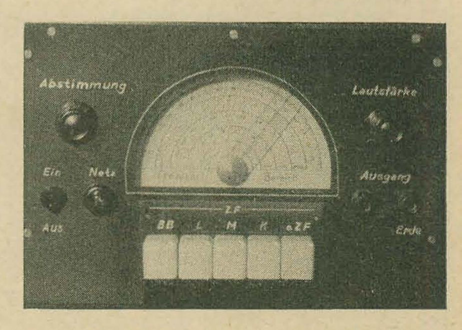


Bild 6: Frontplatte mit Tastensatz und geeichter Skala

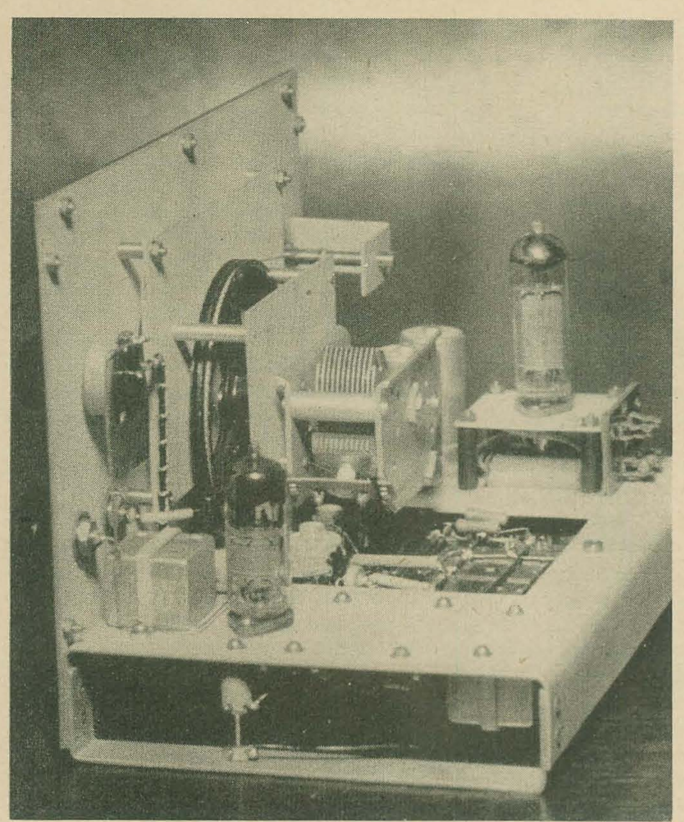


Bild 7: Mechanischer Aufbau des Gerätes

Bild 5 dargestellten Eichkurve. Das gleiche ist bei Kurzwelle und Langwelle zu wiederholen.
Im Bild 6 ist die Vorderansicht des fertigen Gerätes dargestellt. Die Bilder 7 und 8 lassen den Aufbau und die Verdrahtung des Gerätes erkennen.

Anwendungsmöglichkeiten

Wie bereits erwähnt, ist dieser Pentodenmultivibrator als „Prüfsender" zu benutzen. AM-Rundfunkgeräte lassen sich vollkommen abgleichen, während bei FM-Rundfunkgeräten nur die ZF abgeglichen werden kann. Da die Oberwellen bei 10,7 MHz langsam abklingen, ist keine große Lautstärke bei diesen hohen Frequenzen zu erwarten. Es ist deswegen vorteilhaft, beim ZF-Abgleich von FM-Rundfunkgeräten nicht stufenweise, sondern die gesamte ZF mit einem Male abzugleichen.
Bei Prüfungen von NF-Stufen wurde ein Kondensator von 250 pF, und bei HF-Stufen ein Kondensator von 5 pF dem Ausgang des Multivibrators in Reihe geschaltet. Bei FM-Rundfunkgeräten ist dies nicht nötig, da hier durch das Abklingen der Oberwellen das Signal sowieso schwächer ist.
Die zweckmäßigste Vorschaltung dieser Kondensatoren ist durch folgende Wege zu erreichen:

1. Durch einen kleinen Tastkopf (Bild 9) und
2. durch verschiedene Meßleitungen, bei denen der Kondensator jeweils im Bananenstecker untergebracht ist.

Die Vorschaltung dieser Kondensatoren ist ebenfalls wichtig beim Abgleichen von Rundfunkgeräten, da bei zu starkem Signal die Regelspannung des Gerätes einsetzt und durch Übersteuerung die Resonanzmaxima verbreitert werden und somit das Abgleichergebnis verfälscht wird.
Sehr gut lassen sich Tonbandgeräte prüfen. Da hier nur mit NF gearbeitet wird, ist das Signal des Multivibrators sehr lautstark.
Bei defekter „Wiedergabe" des Tonbandgerätes kann man stufenweise, bis zum Tonkopf selbst, ein Signal zuführen und somit den Fehler sehr schnell einkreisen. Bei defekter „Aufnahme" des Tonbandgerätes ist es ebenso, nur daß man hier beim Tonkopf anfängt und „rückwärts" bis zum Rundfunkgerät dem Tonkopf ein Signal zuführt, eine Probeaufnahme von Stufe zu Stufe macht und somit den Fehler ebenfalls sehr schnell einkreisen kann. Ferner läßt sich ein „Testband" mit Hilfe des Multivibrators anfertigen, wonach man den Tonkopf „eintaumeln" kann.
Bei einiger Übung lassen sich Verzerrungsfehler auch bei der Signalzuführung an Rundfunkgeräten, vor allem bei NF-Stufen, erkennen.
Hiermit sind die hauptsächlichsten Anwendungsmöglichkeiten des „abstimmbaren Pentodenmultivibrators" erwähnt. Beim Fernseh-Service beschränkt sich die Fehlersuche nur auf den NF-Teil (beim Paralleltonverfahren noch auf die Ton-ZF).

Mechanischer Aufbau

Beim mechanischen Aufbau wurde besonderer Wert auf die Übersichtlichkeit gelegt. Das Chassis, die Frontplatte und alle Befestigungswinkel wurden aus 1 mm Alu-Blech hergestellt. Der Ausschnitt für den Tastenschalter wurde nach oben gebogen und bildet die Befestigung für den Drehko. Auf die Frontplatte ist noch eine Deckplatte aus 1 mm starkem Vinidur aufgeschraubt. Zwischen Deck- und Frontplatte wurde ein Stück Zellophan gelegt, um die dahinter, auf einem gesondert befestigten Blech, liegende Skala zu schützen.
Die äußeren Geräteabmessungen betragen:

Länge	280 mm
Höhe	185 mm
Tiefe	165 mm

Hinweis

Beim „Arbeiten" mit dem abstimmbaren Pentodenmultivibrator ist es ratsam, denselben etwa 50 cm vom Reparaturgerät entfernt aufzustellen, um Einstrahlungen auf das Reparaturgerät zu vermeiden (besonders beim Abgleich). In der Bauanleitung wird immer nur schlechthin vom Abgleich gesprochen. Dabei war die Kenntnis über den richtigen Abgleich eines Rundfunkempfängers vorausgesetzt.
Mit diesem Gerät wird seit einigen Jahren mit guten Ergebnissen gearbeitet. Es soll vor allem mit dazu beitragen, die „Nasse-Fingermethode" abzuschaffen und durch systematische Fehlersuche den Fehler einkreisen zu helfen.

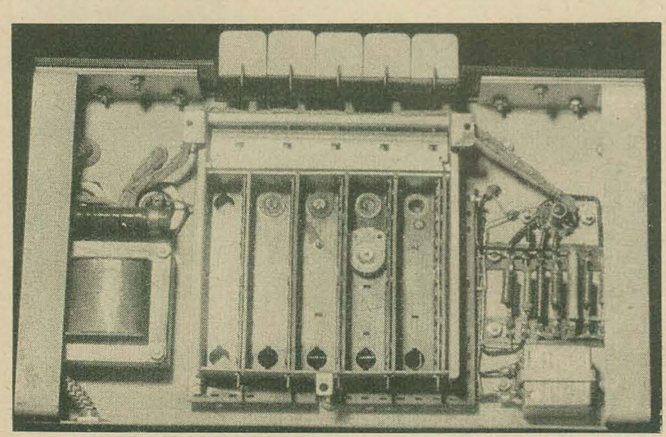


Bild 8: Untere Geräteansicht

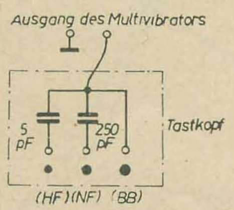
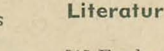


Bild 9: Schaltung des Tastkopfes



Literatur

[1] Funk und Ton 11 (1951) S. 585 ··· 599

[2] Funktechnik 9 (1952) S. 242

[3] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker;
Bd. 2, S. 671 ··· 673
Bd. 4, S. 695 ··· 696
Bd. 5, S. 477

[4] Horst Hewel: „Einführung in die Fernseh-Praxis"; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik

[5] Winfrid Knobloch: „Prüfen — Messen — Abgleichen"

Berechnung eines einfachen Siebgliedes mit hohem Siebfaktor

PETER FAHRENBERG

Im folgenden wird ein Siebglied beschrieben, das gegenüber der herkömmlichen LC-Siebschaltung eine wesentlich höhere Siebwirkung aufweist [1].

Vielfach kommt es darauf an, bei Netzteilen mit Gleichrichtern und Siebgliedern einen möglichst niedrigen und nahezu belastungsunabhängigen Innenwiderstand zu erreichen. Man läßt dazu unter bestimmten Bedingungen den Ladekondensator fortfallen [2]. Darunter leidet natürlich die Siebung, und es ist nur mit größerem Aufwand möglich, die unerwünschten Brummspannungen genügend klein zu halten. Der große Vorzug der zu behandelnden

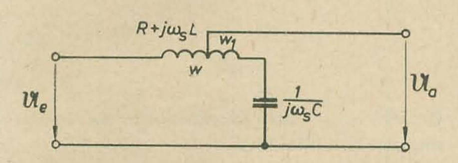


Bild 1: Schaltung des Siebgliedes mit Drosselabgriff

Siebschaltung liegt nun darin, auch bei geringem Aufwand eine extrem hohe Siebwirkung zu besitzen. Um das zu erreichen, wird die Induktivität an einer bestimmten Stelle angezapft (Bild 1) [2].

Die günstigste Stelle für die Anzapfung liegt dicht am kondensatorseitigen Ende der Drosselwicklung. Mit w_1 soll die Windungszahl zwischen diesem Ende und der Anzapfung, mit w die Gesamtwindungszahl der Drossel bezeichnet werden.

Bild 2a zeigt die Brummspannung am Ausgang eines herkömmlichen LC-Siebgliedes. Das gleiche Siebglied (Kapazität, Induktivität und Belastung blieben unverändert) zeigt bei Anzapfung der Wicklung ein gänzlich anderes Verhalten (Bild 2b). Von der Grundfrequenz ist so gut wie nichts mehr vorhanden, und auch die höheren Harmonischen sind stark gedämpft.

Die Anwendung der vorgeschlagenen verbesserten Siebschaltung beim Gleichrichter mit L-Eingang ergibt eine Gleichrichterschaltung, die den herkömmlichen Gleichrichterschaltungen mit C-Eingang in vielen Punkten überlegen ist [2]. Vergleicht man die Eigenschaften der Gleichrichter mit C- und mit L-Eingang miteinander, so erkennt man, daß die Anwendung des L-Einganges fast nur Vorteile gegenüber dem meist verwendeten C-Eingang aufweist (siehe obenstehende Tabelle).

Die bei L-Eingang etwas höhere erforderliche Eingangs-Wechselspannung ist kein großer Nachteil, da Netzteile ohne Transformator bei diesem Vergleich nicht berücksichtigt werden sollen.

	Gleichrichter mit	
	C-Eingang	L-Eingang
Ausgangs-Gleichspannung	belastungsabhängig	oberhalb eines Mindeststromes weitgehend belastungsunabhängig
Stromflußwinkel	klein (belastungsabhängig)	groß, etwa π
thermische Belastung der Gleichrichterstrecken bei einem bestimmten Gleichstrom	hoch, wegen des im Vergleich zum Gleichstrommittelwert hohen Effektivwertes des Stromes	niedrig, daher bei gleicher Erwärmung höherer Gleichstrom entnehmbar
bei kurzzeitigen Netzspannungsschwankungen	Gleichrichter durch Stromspitzen gefährdet	Gleichrichter nicht gefährdet
Gleichstrom-Innenwiderstand	hoch, belastungsabhängig	nur durch Wicklungswiderstände des Transformators und der Drossel sowie Bahnwiderstände der Gleichrichterstrecken bestimmt
der Gleichspannung überlagerte Wechselspannung	niedrig, belastungsabhängig	hoch, belastungsunabhängig
erforderliche Eingangs-Wechselspannung (eff.) bei Brückenschaltung	(0,71 ··· 0,9) U_	etwa 1,2 U_

(Fortsetzung von Seite 26)

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

1 Tastenschalter — Superspulensatz TOV 36/1 von G. Neumann
1 Netztrafo 1 × 200 V; 2 × 6,3 V (wie im Sonata Antennenverstärker ATV 100 verwendet wurde)
1 EZ 80
1 EF 80
2 Elko 8 μF 500 V
2 MP-Kondensatoren 1 μF
1 KW-Drossel 25 Wdg 0,75 CuL (Selbstanfertigung)
1 Potentiometer 10 kΩ lin.
1 Drahtwiderstand 8 ··· 10 kΩ 6 ··· 8 W
1 Schichtwiderstand 100 kΩ 0,05 W
1 Schichtwiderstand 3 MΩ 0,25 W
1 Schichtwiderstand 5 MΩ 0,25 W
1 Schichtwiderstand 8 kΩ 0,25 W
2 Schichtwiderstände 10 kΩ 0,25 W
1 Schichtwiderstand 400 Ω 0,25 W
1 Schichtwiderstand 15 kΩ 0,5 W
1 Schichtwiderstand 150 kΩ 0,5 W
1 Keramikkondensator 10 pF
1 Keramikkondensator 50 pF
1 Keramikkondensator 100 pF
1 Keramikkondensator 400 pF
1 Keramikkondensator 530 pF
1 AM-Drehko
1 Skalenrad 90 mm ∅
1 Glimmlampe
1 Kippschalter 1—2 polig
1 Sicherungsbrettchen 110/220 V
2 Knöpfe
2 Telefonbuchsen für Tastkopf oder Meßleitung
1 Keramikkondensator 5 pF
1 Keramikkondensator 250 pF
1 Deckplatte 1-mm-Vinidur o. ä. 280 × 184 mm
1 Frontplatte 1-mm-Alu-Blech 280 × 180 mm
1 Chassis 1-mm-Alu-Blech 280 × 220 mm
2 Chassisfüße 1-mm-Alu-Blech 220 × 20 mm
1 Skalenrückwand 1-mm-Alu-Blech 150 × 95 mm
1 Winkel für Skalenantrieb 1-mm-Alu-Blech 120 × 20 mm
1 Platte für Gleichrichterröhre 1-mm-Alu-Blech 55 × 55 mm

Die der Gleichspannung überlagerte relativ hohe Wechselspannung ist wahrscheinlich die Ursache dafür, daß der L-Eingang bisher so „stiefmütterlich" behandelt und wenig angewandt wurde.
Durch die angezapfte Drossel wird der Umfang der erforderlichen Siebmittel erheblich reduziert.

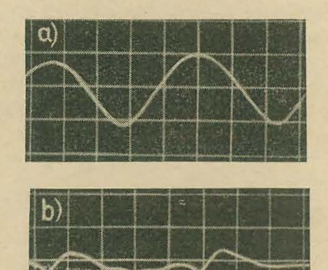


Bild 2: Brummspannungsverlauf am Siebglied, a) ohne angezapfte Wicklung, b) mit angezapfter Wicklung

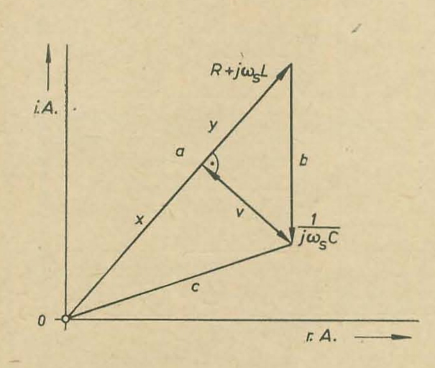


Bild 3: Zeigerdiagramm des Siebgliedes mit angezapfter Wicklung

Das Zeigerdiagramm nach Bild 3 zeigt die vorliegenden Verhältnisse, jedoch nur stark verzerrt, da der kapazitive Widerstand bei üblichen Siebgliedern sehr klein gegenüber dem induktiven Widerstand ist.
Bild 3 gilt für eine Schaltung mit einer verlustbehafteten Induktivität $R + j\omega_s L$ und einer in Reihe dazu liegende Kapazität $\frac{1}{j\omega_s C}$, deren Verluste vernachlässigbar sein sollen. Sind diese nicht vernachlässigbar klein, wie z. B. beim Elektrolytkondensator mit $\tan\delta \approx 0{,}2$, so können sie durch eine gedachte Schwenkung des Zeigerdiagramms berücksichtigt werden; dann ist ϱ_L entsprechend der Summe der Verlustwinkel zu wählen. Dies ändert jedoch nichts an den prinzipiellen Überlegungen.
In der herkömmlichen Weise wurde die Schaltung als Wechselspannungsteiler benutzt, d. h. man griff die gesiebte Spannung mit dem Betrag b an der Kapazität ab. Zapft man im Gegensatz dazu die Induktivität an und greift zwischen Anzapfpunkt und Kapazität ab — wie es die Bilder 1 und 3 zeigen — so hat die gesiebte Spannung den Betrag v.
Trotz der verzerrten Darstellung des Zeigerdiagramms ist ohne weiteres einzusehen, daß $v < b$ ist und für den Fall, wo v senkrecht auf a steht, ein Minimum darstellt.

Bei bekannten Zeigerbeträgen kann man damit das optimale Anzapfverhältnis $\frac{w}{w_1}$ bestimmen, da sich die Widerstandsoperatoren wie die Spannungen und diese wie die Windungszahlen verhalten.
Die bekannten Zeigerbeträge sind:

$$a = \sqrt{R^2 + \omega_s^2 L^2}. \qquad (1)$$

$$b = \frac{1}{\omega_s C} \qquad (2)$$

und

$$c = \sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2} \qquad (3)$$

Berechnung des Anzapfverhältnisses

Nach Bild 3 ist:

$$x + y = a$$

und

$$\frac{a}{y} = \frac{w}{w_1}$$

Weiterhin ist, wenn v auf a senkrecht steht:

$$-y^2 + (a - y)^2 + b^2 = c^2$$

Daraus folgt:

$$y = \frac{a^2 + b^2 - c^2}{2a}$$

Mit

$$\frac{a}{y} = \frac{w}{w_1}$$

wird dann:

$$\frac{w}{w_1} = \frac{2a^2}{a^2 + b^2 - c^2}$$

und nach Einsetzen der bekannten Zeigerbeträge:

$$\frac{w}{w_1} = \frac{2(R^2 + \omega_s^2 L^2)}{R^2 + \omega_s^2 L^2 + \frac{1}{\omega_s^2 C^2} - R^2 - \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}$$

$$= \frac{R^2 + \omega_s^2 L^2}{\frac{L}{C}} \qquad (4)$$

bzw.

$$\frac{w}{w_1} = R^2 \frac{C}{L} + \omega_s^2 LC. \qquad (5)$$

Setzt man

$$\frac{\omega_s L}{R} = \varrho_L, \qquad (6)$$

so erhält man aus (4) bzw. (5)

$$\frac{w}{w_1} = \omega_s^2 LC \frac{1 + \varrho^2_L}{\varrho^2_L}. \qquad (7)$$

Im Bild 4 ist die Funktion

$$\frac{\frac{w}{w_1}}{\omega_s^2 LC} = f(\varrho_L)$$

grafisch dargestellt. Man erkennt, daß man für

$$\varrho_L > 10 \text{ mit } \frac{\frac{w}{w_1}}{\omega_s^2 LC}$$

schon ziemlich nahe bei 1 liegt. Mit dieser Vernachlässigung läßt sich (7) vereinfachen zu

$$\frac{w}{w_1} = \omega_s^2 LC. \qquad (8)$$

Die Abweichung vom exakten Wert ist für $\varrho_L > 10$ kleiner als 1%.

Für f = 50 Hz (Einweggleichrichtung) ergibt sich aus (8) als zugeschnittene Größengleichung

$$\frac{w}{w_1} \approx \frac{L \cdot C}{10{,}1} \qquad (9)$$

mit L in Henry und C in μF. Analog dazu kann man für f = 100 Hz (Doppelweg- oder Graetzgleichrichtung) schreiben:

$$\frac{w}{w_1} \approx \frac{L \cdot C}{2{,}53} \qquad (10)$$

ebenfalls mit L in Henry und C in μF. Der Verlauf der Funktionen nach den Gleichungen (9) und (10) für verschiedene Werte ist im Bild 5 grafisch dargestellt.
Ist z. B. ein Siebglied von einer 50-Hz-Schaltung in eine 100-Hz-Schaltung umzurechnen (Einweg- in Zweiweggleichrichtung), bei dem das Anzapfverhältnis unverändert bleiben soll, so ist

$$\frac{C_{\text{bei } 100\,\text{Hz}}}{C_{\text{bei } 50\,\text{Hz}}} = \frac{1}{4} \qquad (11)$$

Sollen dagegen die Bauelemente und die Gesamtwindungszahl gleichbleiben, so verhält sich analog:

$$\frac{w_{1\,\text{bei } 100\,\text{Hz}}}{w_{1\,\text{bei } 50\,\text{Hz}}} = \frac{1}{4} \qquad (12)$$

Berechnung des Siebfaktors bei optimalem Anzapfverhältnis

Der Siebfaktor S eines Siebgliedes kennzeichnet den Wert dieser Schaltung. Er beträgt:

$$S = \frac{|\mathfrak{U}_e|}{|\mathfrak{U}_a|}. \qquad (13)$$

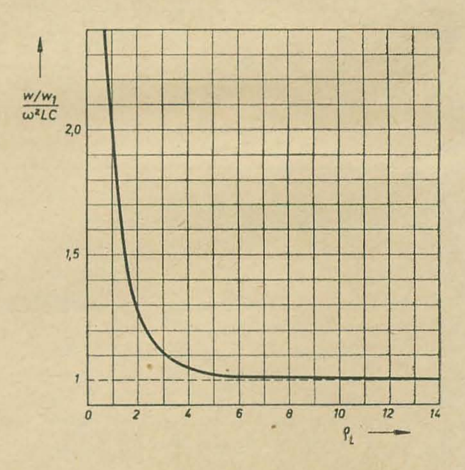


Bild 4: Der Ausdruck $\frac{w/w_1}{\omega_s^2 LC}$ in Abhängigkeit von der Spulengüte

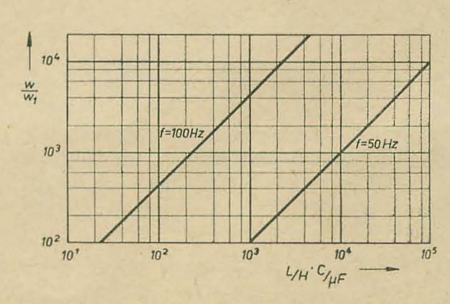


Bild 5: Abhängigkeit des Windungsverhältnisses von w und w₁ von dem Produkt L und C, Parameter: auszusiebende Frequenz

Bei optimal angezapfter Induktivität ergibt sich also

$$S_{opt} = \frac{c}{v}$$

Weiterhin ergibt sich bei diesem Zustand entsprechend Bild 3

$$x^2 + y^2 = c^2$$

Mit $x = a - y$ ist weiterhin

$$a^2 - 2ay + y^2 + v^2 = c^2$$

und mit $y^2 = b^2 - v^2$

$$a^2 = 2a\sqrt{b^2 - v^2} + b^2 - v^2 + v^2 = c^2$$

Daraus folgt

$$b^2 - v^2 = \left(\frac{a^2 + b^2 - c^2}{2a}\right)^2.$$

und

$$v = \sqrt{b^2 - \frac{(a^2 + b^2 - c^2)^2}{4a^2}}.$$

Mit den entsprechenden Beträgen für a, b und c ist dann:

$$v = \sqrt{\frac{1}{\omega_s^2 C_2} - \frac{L^2}{C^2} \cdot \frac{1}{R^2 + \omega_s^2 L^2}} \qquad (15)$$

Damit und mit (3) ist nach (14) der Siebfaktor

$$S_{opt} = \sqrt{\frac{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}{\frac{1}{\omega_s^2 C^2} - \frac{L^2}{C^2} \cdot \frac{1}{R^2 + \omega_s^2 L^2}}}$$

$$= \sqrt{\frac{\left[R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2\right]\left[R^2 + \omega_s^2 L^2\right]}{\frac{R^2}{\omega_s^2 C^2}}}$$

$$= \frac{\omega_s C}{R} \cdot \sqrt{\left[R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2\right]\left[R^2 + \omega_s^2 L^2\right]} \qquad (16)$$

Mit

$$\frac{\omega_s L}{R} = \varrho_L$$

läßt sich (16) umformen zu:

$$S_{opt} = \omega_s C R \cdot \sqrt{\left[1 + \left(\varrho_L - \frac{1}{\omega_s R C}\right)^2\right]\left[1 + \varrho_L^2\right]}. \qquad (17)$$

Aus (16) läßt sich für $\omega_s L \gg \frac{1}{\omega_s C}$ als Näherung schreiben (diese Näherung ist in der Praxis immer erfüllt):

$$S_{opt} \approx \frac{\omega_s C}{R} (R^2 + \omega_s^2 L^2) \qquad (18)$$

bzw.

$$S_{opt} \approx R^2 \frac{C}{L} \cdot \varrho_L (1 + \varrho_L^2) \qquad (29)$$

oder

$$S_{opt} \approx \omega_s^2 L C \cdot \frac{1 + \varrho_L^2}{\varrho_L} \qquad (20)$$

Der Verlauf von Gleichung (20) ist im Bild 6 grafisch dargestellt. Für $\varrho_L \gg 1$ findet man für S_{opt} eine weitere Näherung:

$$S_{opt} \approx \varrho_L \cdot \omega_s^2 L C$$

bzw.

$$S_{opt} \approx R^2 \frac{C}{L} \cdot \varrho_L^3 \qquad (22)$$

oder

$$S_{opt} \approx \frac{\omega_s^3 L^2 C}{R} \qquad (23)$$

Der prozentuale Fehler für $\varrho_L = 10$ bei der Vernachlässigung beträgt 1%. Für höhere Spulengüten kann man also ohne weiteres mit den Gleichungen (21) ··· (23) rechnen. Mit Gleichung (8) läßt sich (21) auch schreiben:

$$S_{opt} \approx \varrho_L \cdot \frac{w}{w_1} \qquad (24)$$

Aus vorhandenem optimalem Windungsverhältnis und bekannter Spulengüte läßt sich der Siebfaktor sofort bestimmen. Hiernach erkennt man besonders deutlich die Notwendigkeit, den Betrag von ϱ_L und $\frac{w}{w_1}$ so hoch wie möglich zu treiben.

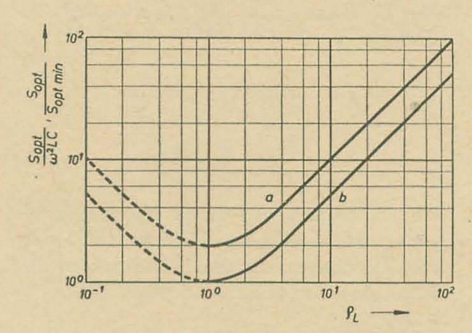


Bild 6: a) Verlauf von Gleichung 20 $\left(\frac{S_{opt}}{\omega_s^2 LC}\right)$ und b) von Gleichung 32 in Abhängigkeit von der Spulengüte

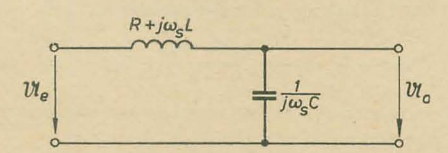


Bild 7: Allgemeines Siebglied

Vergleich der angezapften Siebschaltung mit der allgemein gebräuchlichen Siebschaltung

Der Siebfaktor der üblichen Siebschaltung (Bild 7) werde mit $S_ü$ bezeichnet und beträgt:

$$S_ü = \frac{|\mathfrak{U}_e|}{|\mathfrak{U}_a|} = \frac{\sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}}{\frac{1}{\omega_s C}}. \qquad (25)$$

Setzt man die Siebfaktoren S_{opt} und $S_ü$ ins Verhältnis, also die Gleichungen (16) und (25), so ist

$$\frac{S_{opt}}{S_ü} = \frac{\omega_s C}{R} \cdot \frac{\sqrt{\left[R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2\right]\left[R^2 + \omega_s^2 L^2\right]} \cdot \frac{1}{\omega_s C}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}}$$

$$= \frac{\sqrt{R^2 + \omega_s^2 L^2}}{R} \qquad (26)$$

bzw.

$$\frac{S_{opt}}{S_ü} = \sqrt{1 + \varrho_L^2} \qquad (27)$$

Der Siebfaktor S_{opt} ist also für die Kreisfrequenz ω_s um das $\sqrt{1 + \varrho_L^2}$-fache größer als der Siebfaktor der üblichen Schaltung $S_ü$. Für $\varrho_L \gg 1$ läßt sich (27) weiter vereinfachen zu

$$\frac{S_{opt}}{S_ü} = \varrho_L \qquad (28)$$

bzw.

$$S_{opt} = \varrho_L \cdot S_ü, \qquad (29)$$

d. h. für die in der Praxis vorkommenden Spulengüten von $\varrho_L > 10$ ist die Siebwirkung des Siebgliedes mit entsprechender Anzapfung annähernd ϱ_L-mal größer als die der üblichen Schaltung. In Gleichung (21) zeigt sich dieses Ergebnis ebenfalls.

Der kleinste optimale Siebfaktor

Aus Gleichung (18) ist zu ersehen, daß $S_{opt} = f(R)$ ein Extrem durchläuft, wahrscheinlich ein Minimum. Dieser Extremwert soll jetzt berechnet werden. Zu diesem Zweck wird die erste Ableitung von Gleichung (18) gebildet:

$$\frac{dS_{opt}}{dR} = \omega_s C - \frac{\omega_s^3 L^2 C}{R^2}$$

Nach Nullsetzen ist

$$\omega_s C = \frac{\omega_s^3 L^2 C}{R^2}$$

bzw.

$$R = \omega_s L$$

Die Prüfung dieses Extremwertes ergibt

$$\frac{d^2 S_{opt}}{dR^2} = \frac{2\omega_s^3 L^2 C}{R^3} > 0,$$

also ein Minimum.
Setzt man Gleichung (30) in (18) ein, so ergibt sich dann der in Abhängigkeit von der Spulengüte kleinstmögliche optimale Siebfaktor

$$S_{opt_{min}} = 2\omega_s^2 L C, \qquad (31)$$

der immer noch doppelt so groß ist, wie der angenäherte Wert des Siebfaktors $S_ü$ der gebräuchlichen Schaltung.
Bildet man das Verhältnis

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}},$$

so wird diese Tatsache noch einmal veranschaulicht

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}} = \frac{\omega_s C}{R} \cdot \frac{R^2 + \omega_s^2 L}{2\omega_s^2 L C}$$

bzw.

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}} = \frac{R(1 + \varrho_L^2)}{2\omega_s L}$$

oder

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}} = \frac{1 + \varrho_L^2}{2\varrho_L}. \qquad (32)$$

Der Verlauf von Gleichung (32) ist im Bild 6 grafisch dargestellt. Diese Funktion besitzt ein Minimum, das sich aus

$$\frac{d\left(\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}}\right)}{d\varrho_L} = 0$$

ergibt.
Hierfür gilt auch

$$\frac{u'}{v'} = \frac{u}{v} = \frac{2\varrho_L}{2} = \frac{1 + \varrho_L^2}{2\varrho_L},$$

so daß daraus

$$2\varrho_L^2 = 1 + \varrho_L^2$$

bzw.

$$\varrho_L = 1 \qquad (33)$$

folgt. Dieser Ausdruck ist mit (30) identisch, bedeutet daher in der gegebenen Funktion ein Minimum.
Für diesen Fall gilt

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}} = 1. \qquad (34)$$

Läßt man nun die Spulengüte sehr große Werte annehmen, so ist nach (32)

$$\frac{S_{opt}}{S_{opt_{min}}} \approx \frac{\varrho_L}{2} \qquad (35)$$

Untersuchung der Siebwirkung der Schaltung bei anderen Frequenzen

Die bisherigen Betrachtungen legten den optimalen Siebfaktor zugrunde. Dieser zeigte keine funktionelle Abhängigkeit vom Windungsverhältnis, da er ja schon für das optimale Anzapfverhältnis galt. Für andere Frequenzen, z. B. Oberwellen von ω_s, muß sich auf Grund der Frequenzabhängigkeit des optimalen Windungsverhältnisses der Siebfaktor verschlechtern.
Man kann nun, um den Siebfaktor für die Oberwellen zu finden, auch die Zeigerdiagramme für die weiteren Harmonischen konstruieren, wobei man den ohmschen Widerstand der Spule und das Anzapfverhältnis konstant lassen muß (Bild 8).

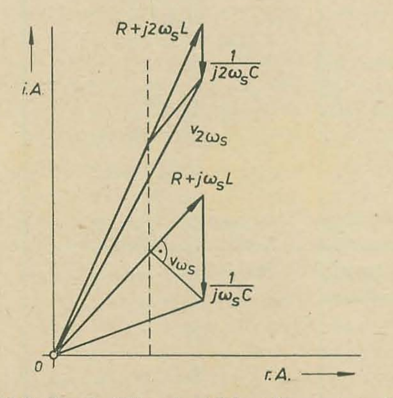


Bild 8: Konstruktion des Zeigerdiagramms der zweiten Harmonischen aus dem der ersten Harmonischen

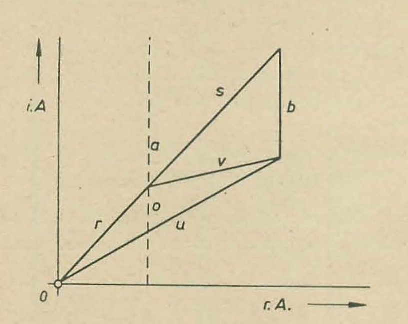


Bild 9: Hilfsdiagramm zur Berechnung von v

In analoger Weise lassen sich die Zeigerdiagramme für die folgenden Harmonischen konstruieren. Beim maßstabgerechten Konstruieren wird es jedoch schwer sein, einigermaßen genaue Werte für die entsprechenden Siebfaktoren zu finden.
Es soll deshalb der Siebfaktor als Funktion von $\frac{w}{w_1}$, ω, R, L und C berechnet werden.
Zu diesem Zweck wird ein Zeigerdiagramm in allgemeiner Lage benutzt (Bild 9).
Die Zeigerbeträge erhalten wieder die Bezeichnungen a, b und c; r, s und u sind Teilbeträge und der Quotient aus v und c stellt den Siebfaktor dar. Es muß daher zuerst v als Funktion von a, b und c sowie $\frac{w}{w_1}$ dargestellt werden.
Zu diesem Zweck wird v aus den Abschnitten des Trapezes s, o, u, b berechnet.
Es gelten folgende Proportionen:

$$\frac{a}{s} = \frac{w}{w_1}; \quad \frac{c}{u} = \frac{w}{w_1}; \quad \frac{r}{a} = \frac{a - s}{a} = \frac{o}{b}$$

Daraus lassen sich die Teilstrecken bestimmen:

$$s = \frac{a}{w/w_1}; \quad u = \frac{c}{w/w_1};$$

$$o = \frac{b}{w/w_1}\left(\frac{w}{w_1} - 1\right).$$

Das Trapez muß nun durch Hilfsgrößen ergänzt werden (Bild 10). Hieraus lassen sich drei Gleichungen mit drei Unbekannten ableiten, aus denen sich v bestimmen läßt.
Es sind:

$$v^2 = n^2 + (b - m)^2,$$

$$s^2 = m^2 + n^2$$

und

$$u^2 = n^2 + (o + m - b)^2.$$

Nach Eliminieren der Hilfsgrößen ist:

$$v^2 = s^2 + b^2 - \frac{b\,(u^2 - s^2)}{o - b} + b\,(o - b)\,.$$

Setzt man die vorher angeführten Werte für s, u und o ein, so ergibt sich

$$v = \sqrt{\frac{a^2}{(w/w_1)^2} + \frac{c^2 - a^2 - b^2}{w/w_1} + b^2}\,.$$

Mit den „elektrischen" Werten für a, b und c ist weiterhin

$$v = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(w/w_1)^2} - \frac{2\frac{L}{C}}{w/w_1} + \frac{1}{\omega^2 C^2}}\,.$$

Nach $s = \frac{c}{v}$ folgt dann für den Siebfaktor

$$s = \frac{w}{w_1}\sqrt{\frac{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{R^2 + \left(\omega L - \frac{w}{w_1}\cdot\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \qquad (36)$$

bzw.

$$s = \frac{w}{w_1}\sqrt{\frac{1 + \left(\varrho_L - \frac{1}{\omega R C}\right)^2}{1 + \left(\varrho_L - \frac{w}{w_1}\cdot\frac{1}{\omega R C}\right)^2}}\,. \qquad (37)$$

Die Gleichungen (36) und (37) stellen die allgemeine Form des Siebfaktors für die Siebschaltung mit Anzapfung dar. Durch Differentiation von s nach $\frac{w}{w_1}$ und Nullsetzen des Differentialquotienten findet man für $\frac{w}{w_1}$ Gleichung (4). Dieser Wert in (36) eingesetzt ergibt dann das Maximum für s.
Mit Gleichung (36) bzw. (37) ist es nun möglich, für beliebige Frequenzen, z. B. Oberwellen von ω_s, den Siebfaktor zu bestimmen.
Zur Veranschaulichung werde ein Frequenzspektrum der Siebfaktoren als Beispiel für zwei verschiedene Spulengüten bei konstantem L und C angeführt (Bild 11).

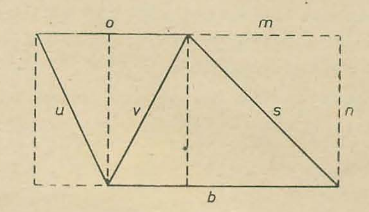


Bild 10: Hilfsdiagramm zur Berechnung von v

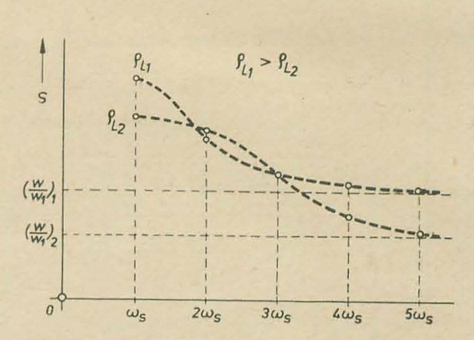


Bild 11: Frequenzspektrum der Siebfaktoren (L und C = const). Parameter: ϱ_L

Der Siebfaktor einer derartigen Schaltung nimmt in Abhängigkeit von der Ordnungszahl der Harmonischen ab und nähert sich asymptotisch dem Windungsverhältnis. Durch eine Grenzwertbetrachtung von (36) bzw. (37) ist dies leicht einzusehen. Ein hohes Windungsverhältnis ist folglich ebenso wie bei (24) erstrebenswert. Die Anzapfstelle ist daher möglichst in die Nähe des Wicklungsendes der Spule zu legen. Oft ist bei fertig gewickelten Drosseln noch so viel Wickelraum vorhanden, daß man die wenigen für w_1 erforderlichen Windungen aufbringen kann. Der Bastler kann z. B. durch Ankratzen der letzten Windungen beim vorhandenen Siebglied leicht das Optimum finden. Diese Methode ist jedoch nicht weiter zu empfehlen.
Bemerkenswert ist, daß der Abfall bei höherer Spulengüte schneller erfolgt. Das ist zu berücksichtigen, wenn ein Frequenzspektrum vorliegt, bei dem z. B. eine Oberwelle eine gleiche oder größere Amplitude als die Grundfrequenz aufweist.
Bei der Ein- und Zweiweggleichrichtung ist das jedoch nicht der Fall.
Zur Errechnung der Siebung bei den höheren Harmonischen sei nachstehende Tabelle der Amplitudenfaktoren für Ein- und Zweiweggleichrichtung angegeben [3].
Die in der Tabelle aufgeführten Werte, dividiert durch die entsprechenden Siebfaktoren und mit der Eingangsspannung der Grundfrequenz ω_s multipliziert, ergeben die verbleibenden Restspannungen der betreffenden höheren Harmonischen.

	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	300 Hz
Einweg-Gleichrichter	1 (100%)	$\frac{4}{3}$ (42,5 %)	—	$\frac{4}{15}$ (8,5 %)	—	$\frac{4}{35}$ (3,635%)
Zweiweg-Gleichrichter	—	1 (100%)	—	$\frac{1}{5}$ (20 %)	—	$\frac{3}{35}$ (8,56 %)

Zusammenfassung

Es wird die Verbesserung eines LC-Siebgliedes durch eine Anzapfung der Drosselwicklung und Abgreifen der Ausgangsspannung an der Anzapfung beschrieben.
Um die Brummspannung am Ausgang auf ein vorgegebenes Maß herabzusetzen, waren bisher beim Gleichrichter mit L-Eingang umfangreiche Siebmittel erforderlich. Durch die angezapfte Drossel wird der Umfang der aufzuwendenden Siebmittel erheblich reduziert, so daß Aussicht besteht, daß der L-Eingang sich ein breiteres Anwendungsgebiet als bisher erobert. Insbesondere in Verbindung mit den in neuerer Zeit immer mehr angewandten Siliziumgleichrichtern ergeben sich dadurch Gleichrichterschaltungen mit besonders geringer Lastabhängigkeit der Gleichspannung.
Anhand von Zeigerdiagrammen wurden das optimale Windungsverhältnis für die Anzapfung und die Siebfaktoren für höhere Harmonische berechnet. Näherungsformeln und Diagramme sind vorhanden.

Literatur

[1] Patentschrift Nr. 642384, Klasse 21a[4], Gruppe: 35_{15}

[2] Rothe-Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig

[3] Handuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band I; Verlag für Radio — Foto — Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Halbleiterbauelemente in der Fernmeldetechnik

Fachtagung der KDT

Der Fachverband Elektrotechnik der KDT veranstaltete auf Anregung und unter Leitung von Prof. Dr. Falter am 8. und 9. November 1961 in Jena eine Fachtagung unter dem Thema „Halbleiterbauelemente in der Fernmeldetechnik".

In einem ausgezeichneten Übersichtsvortrag behandelte zunächst Dipl.-Ing. Maywald (IPF Berlin) die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten der Halbleiter in der Fernmeldetechnik und die sich daraus ergebenden Perspektiven. Die Verwendung von Transistoren in der Vermittlungstechnik wird den Übergang von direkt gesteuerten zu indirekt gesteuerten Systemen ermöglichen. Damit ist eine Beschleunigung des Wählvorganges und eine Verkürzung der Belegungszeit von Leitungen verbunden. Bei etwa auftretenden Störungen wird die neue Technik die automatische Umschaltung auf andere Baugruppen und die Herstellung von Verbindungen auf Ausweichwegen ermöglichen. Weitere für den Fernsprechteilnehmer weniger sicht- oder fühlbare Anwendungen von Halbleiterbauelementen ergeben sich bei Rufgeneratoren ohne rotierende Teile, den Gebührenerfassungseinrichtungen, den Stromversorgungsanlagen u. ä. Die vollelektronische Fernsprechvermittlung ohne jeden elektromechanischen Kontakt befindet sich — auch im internationalen Maßstab gesehen — zur Zeit noch im Forschungsstadium.
Nicht minder große Umwälzungen deuten sich durch die Anwendung von Transistoren in der Übertragungstechnik an, obgleich zur Zeit noch eine große Diskrepanz zwischen den hohen Anforderungen dieser Technik an die Toleranzen sowie die Konstanz der Bauelemente einerseits und den großen Streuwerten der Transistoren andererseits besteht. Transistorbestückte Trägerfrequenzverstärker haben einen um 90% geringeren Energiebedarf als röhrenbestückte.
Zum Schluß wies der Referent darauf hin, daß von nun an der Weg der Fernmeldetechnik eng mit dem der Halbleitertechnik verbunden sei. Die daraus abzuleitende Notwendigkeit einer engen Zusammenarbeit zwischen beiden kam auch in einer am zweiten Tage gefaßten Entschließung zum Ausdruck.
Im zweiten Vortrag behandelte Herr Ing. Rumpf (ZLF Berlin): „Ein neuzeitliches Fernsprechvermittlungssystem mit Halbleitern in den Steuerstromkreisen". Die Nachteile der bisherigen elektromechanischen Vermittlungssysteme liegen in den verhältnismäßig langen Wählzeiten und dem hohen Wartungsbedarf. Vollelektronische Vermittlungseinrichtungen sind, wenn man einmal von der noch nicht vorhandenen technischen Reife absieht, im Augenblick zu kostspielig. Die zur Zeit technisch und wirtschaftlich optimale Lösung ist der Koordinatenschalter mit Halbleiterbauelementen in den Steuerstromkreisen, wie er unter der Leitung des Vortragenden für Betriebsversuche im Großen bereits mehrfach realisiert worden ist. Zum Schluß wies der Vortragende darauf hin, daß die Vorteile des neuen Systems hinsichtlich Verkürzung der Wählzeiten und Ausnutzung der Anlagen erst dann recht in Erscheinung treten, wenn man beim Teilnehmer die zu „langsame" Wählscheibe durch den „schnelleren" Tastenwählschalter ersetzt.
Anschließend erklärte Herr Ing. Pulvers (IPF Berlin) eingehend die Elementarschaltungen mit Halbleitern, die in den neuen Anlagen der Fernsprechvermittlungstechnik verwendet werden. Neben den „Und"- bzw. „Oder"-Schaltungen mit Dioden sind dies: der Negator, der bistabile, monostabile und astabile Multivibrator. Die Ausführung dieser in der neuen Vermittlungstechnik oft wiederkehrenden Elemente ist in der modernen Form der gedruckten Schaltung zunächst innerbetrieblich genormt. Ebenso haben sich für die Darstellung der Elemente in Blockschaltbildern bestimmte, sinnfällige und einfache Zeichen eingeführt, deren Normreife gemeinsam mit den Rechenmaschinentechnikern, den Regelungstechnikern und den Starkstromtechnikern, die in Verriegelungsschaltungen von Schaltwarten etwa die gleichen Halbleiteranordnungen verwenden, zu prüfen wäre.
Herr Ing. Ullrich (ZLF Berlin) berichtete über Betriebserfahrungen mit Halbleiterbau-

elementen in den von den Vorrednern behandelten neuen Schaltungen und Anlagen der Fernsprechvermittlungstechnik. Die Fehlerdefinition wurde in die beiden Gruppen a) Nachlassen der Steuerfähigkeit, b) Anstieg des Reststromes aufgespalten. Während sich bei älteren Versuchsreihen mit einer aus Gründen der Anpassung an bestehende Anlagen gewählten Versorgungsspannung von 60 V noch Ausfälle bis zu 10% ergaben, gingen im gleichen Zeitraum bei der für transistorisierte Anlagen zweckmäßigeren Batteriespannung von 24 V die Ausfälle auf 3,5% zurück.

Im letzten Vortrag des ersten Tages behandelte Herr Dipl.-Ing. Grandke (IPF Berlin) „Halbleiter in vollelektronischen Vermittlungsanlagen". Kontaktlose Schalter lassen sich sowohl mit Dioden als auch mit Transistoren bauen. Die praktische Realisierung scheitert zur Zeit jedoch noch an den Kosten.

Am zweiten Tage der Tagung behandelte zunächst Herr Dr. Leberwurst (IPF Berlin) „Anwendungen von Halbleiterbauelementen in Schaltungen der Fernmeldetechnik". Er wies auf die Möglichkeit der Doppelausnutzung der Leitungen zwischen Amt und Teilnehmer für „Wenigsprecher" hin. Hier ergeben sich mit Hilfe moderner Germanium- und Siliziumdioden neue betriebssichere Lösungsmöglichkeiten. Bei Betriebsversuchen von Geräten mit Transistoren in bestehenden Anlagen können als Übergangslösung auch Transverter (Gleichstrom-Gleichstrom-Umformer) von 60 V auf 24 V zweckmäßig sein. Im Fernmeldebau und -entstörungsdienst hat sich ein mit Halbleiterbauelementen ausgerüsteter Prüfer für die Bestimmung von Isolations- und Schleifenwiderständen bewährt. Zum Schluß diskutierte der Vortragende die mathematischen Grundlagen von Lebensdaueruntersuchungen und wies auf die Notwendigkeit der Schaffung von geeigneten Zeitraffermethoden für diese Zwecke hin.

Dipl.-Ing. Kleiner (WF Berlin) behandelte in dem anschließenden Vortrag die Gesichtspunkte, die beim Entwurf von transistorisierten Tf-Systemen zu beachten sind. Ein langsames Eindringen des Transistors in die Übertragungstechnik, wie man es zur Zeit z. B. in der Elatechnik oder der Tonfilmtechnik beobachtet (Teiltransistorisierung), erscheint unzweckmäßig, weil bei den derzeitigen Röhrenanlagen trotz ihres großen Volumens Geräteinnentemperaturen bis zu 80 °C vorkommen können, die nicht nur die Funktion, sondern auch die Lebensdauer von Halbleiterbauelementen ungünstig beeinflussen würden. Bewährt hat sich allerdings schon der Einsatz von Germaniumdioden anstelle von CuO-Richtleitern in Ringmodulatoren. Bei den bereits bestehenden Tf-Systemen ergibt sich dadurch ein Leistungsgewinn von etwa 33%. Beim Übergang zu wesentlich höheren Frequenzen in modernen Vielkanalsystemen muß auch die Tf-Technik besondere Anforderungen hinsichtlich geringerer Sperrträgheit der Dioden stellen. Günstigere Aspekte als für die Transistorisierung der Endstelleneinrichtungen ergeben sich für den Einsatz von Transistoren in den Verstärkern der Leitungseinrichtungen. Hierbei erscheint es zweckmäßig, den Verstärkerabstand kleiner zu wählen als bei Röhrenverstärkern, weil bei Transistoren zur Zeit aus physikalischen Gründen hohe Leistung und hohe Grenzfrequenz zwei schwer miteinander zu vereinbarende Dinge sind. Die neue Tf-Technik muß außerdem von den Transistoren eine Lebensdauer fordern, die 4 bis 5 mal größer ist als die von Langlebensdauerröhren. Unter diesen Voraussetzungen ist es dann möglich, auf bemannte Verstärkerämter und die dazugehörigen Hochbauten zu verzichten. Man wird die Verstärkersätze vielmehr in Schächten von etwa 0,5 cm^3 Rauminhalt unterbringen können. Eine Gleichstromfernspeisung auf Entfernungen bis zu 300 km erscheint möglich.

Dipl.-Ing. Krause (WF Berlin) sprach anschließend über schaltungstechnische Probleme von speziellen Tf-Breitbandverstärkern. Die hohen Anforderungen dieser Technik hinsichtlich der Intermodulationsverzerrungen zwingen bei den Endstufen zur Anwendung des Eintakt-A-Betriebes. Gegentakt-B, AB- und auch A-Endstufen sind nicht verwendbar. Wie bei Breitbandröhrenverstärkern erweist sich auch hier eine Staffelung der Grenzfrequenzen der einzelnen Stufen als notwendig. Während jedoch bei Röhrenverstärkern diese durch die weitgehend beherrschbaren Schaltungsdaten gegeben sind, muß man bei transistorisierten Verstärkern die Grenzfrequenzen der Transistoren selbst entsprechend staffeln. Aus diesen Gründen ist es zweckmäßig, bei der ersten Stufe eines Tf-Verstärkers mit Spannungssteuerung zu arbeiten, so daß die gegenüber f_β höhere Steilheitsgrenzfrequenz f_S ins Spiel kommt.

Im anschließenden Vortrag sprach dann Herr Ing. Bilke (Fernmeldewerk Leipzig) über die erhöhten Anforderungen, die an Halbleiterbauelemente für die Weitverkehrstechnik zu stellen sind. Es müssen für 1000 Betriebsstunden Ausfallraten von 10^{-6} bis 10^{-5} gefordert werden, wobei mit Geräteinnentemperaturen von +5 °C bis +55 °C zu rechnen ist. „Einbauen und vergessen!" müsse vom Standpunkt der Weitverkehrstechnik gesehen mehr und mehr zur Devise der gesamten Bauelementeindustrie werden. Der Vortragende machte alsdann in Anlehnung an IEC 68-2 Vorschläge für die Prüfung von Transistoren, die in der Weitverkehrstechnik verwendet werden. Auf Grund seines — übrigens auch in publizistisch vorbildlicher Form vorgetragenen — Referates veranlaßte Herr Prof. Dr. Falter, daß diese Dinge auf einer innerbetrieblichen Konferenz im Institut für Halbleitertechnik eingehend diskutiert werden.

Im letzten Vortrag der Tagung sprach Herr Dipl.-Ing. Trnka (IPF Berlin) über Halbleiterbauelemente in Stromversorgungsanlagen der Fernmeldetechnik. Auch hier stehen die Forderungen nach hoher Lebensdauer und Konstanz im Vordergrund. Benötigt werden: Silizium- und Germaniumgleichrichter, steuerbare Gleichrichter, Zenerdioden, Schalt- und Leistungstransistoren sowie, was weniger bekannt ist, Gleichstromventile und Gegenzellen. Gegenzellen sind Gleichrichter, die nur in Durchlaßrichtung beansprucht werden. Sie überbrücken mit ihrer Schwellenspannung die Differenz zwischen der Lade- und Entladespannung von Sammlern.

Die gelungene Fachtagung fand ihren Abschluß mit der Annahme einer Entschließung, deren Wortlaut — ebenso wie teilweise die Vorträge selbst — in den Zeitschriften „Nachrichtentechnik" und „Der Fernmeldepraktiker" (VEB Verlag Technik) veröffentlicht werden wird.

Bottke

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Dr. V. Fetzer

Einschwingvorgänge in der Nachrichtentechnik

Eine Einführung in ihre praktische Behandlung

Gemeinschaftsauflage zwischen dem VEB Verlag Technik und dem Porta-Verlag, München
356 Seiten, 187 Bilder, zahlr. Tafeln, DIN B 5, Ganzlederin 34,— DM

In Breitbandverstärkern der Impulstechnik mit einem Durchlaßbereich von Null bis zu einigen MHz und allgemein in allen Systemen zur Übertragung von Impulsen spielen Einschwingvorgänge eine äußerst wichtige Rolle, da sie in starkem Maße die Übertragungsgüte beeinflussen und zu Verzerrungen führen. Andererseits ist die Lösung der hierbei auftretenden Probleme ziemlich kompliziert und erfordert die Beherrschung eines umfangreichen mathematischen Apparates. Um so begrüßenswerter ist es daher, daß hier der Versuch unternommen wird, dieses schwierige Wissensgebiet unter Verzicht auf strenge mathematische Ableitungen in eine für den Praktiker sinnvolle Form zu kleiden.

Vom Standpunkt der Systemtheorie behandelt dieses Werk mit ausführlichen Beispielen aus der drahtlosen und drahtgebundenen Nachrichtentechnik den gesamten Fragenkomplex: Frequenzspektrum, Übertragungsmaß, dessen Berechnung aus Sende- und Empfangsfunktion, lineare Übertragungsverzerrungen, Entzerrer usw. Ein wichtiges mathematisches Hilfsmittel stellt dabei die Laplace-Transformation dar, die bisher noch von vielen Ingenieuren in ihrer Bedeutung unterschätzt wurde. Der Verfasser hat sich daher besonders die Aufgabe gestellt, die Anwendung der modernen Methoden, die sich der Laplace-Transformation bedienen, zu erläutern.

Im Anhang sind Berechnungsformeln und umfangreiches numerisches Zahlenmaterial für praktische Berechnungen enthalten. Etwa 200 Literaturstellen geben Anregungen für weitere Studien.

Aus dem Inhalt

Darstellung periodischer Funktionen durch das Spektrum, Fouriersches Integral und Laplace-Transformation, Zeitfunktion und Frequenzspektrum, Frequenzspektrum und Übertragungsmaß, Entwicklungssätze zur Umkehrung der Laplace-Transformation. Beispiele für die Berechnung des Einschwingvorganges aus der Sendefunktion und dem Übertragungsmaß, Berechnung des Übertragungsmaßes bei gegebener Sende- und Empfangsfunktion. Lineare Übertragungsverzerrungen und Entzerrer, Bestimmung des Übertragungswinkels nach Bode, Bestimmung der Übertragungsverzerrung für ein beliebiges lineares Tiefpaßsystem, Empfangsspektrum und Empfangsfunktion, Anwendung des Verfahrens, Gradisches Verfahren zur Ermittlung des Einschwingvorganges, Berechnungsformeln und Tafeln.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Keine Kontaktschwierigkeiten mehr!

Unabhängig von Importlieferungen seit 10 Jahren

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist

Friedrich Granowski

Rudolstadt 2 / Thüringen

Für die Radar-Technik

A. P. Siwers

Funkmeßempfänger

Entwurf und Berechnung

Aus dem Russischen
Übersetzung und Deutsche Redaktion: Dr. W. Rohde, Berlin
17,6 × 25,0 cm, 308 S., zahlr. Abb.,
Kunstleder 30,— DM

Funkmeß-(Radar-)anlagen sind heute für jeden modernen Staat von großer Bedeutung. In der Zivil- wie in der Militärluftfahrt dienen sie der Flugplatzüberwachung und Flugstreckensicherung sowie der Landesgrenzenüberwachung. In der Hochsee-, wie in der Binnenschiffahrt bieten sie Schutz vor Zusammenstößen. Die Wissenschaft wiederum braucht sie für die Meteorologie und die Radioastronomie.
In Siwers Werk nun werden nach dem Aufbau des Gesamtempfängers die Höchstfrequenzbauteile für Meter-, Dezimeter- und Zentimeterwellen behandelt. Weitere Kapitel sind dem ZF-Verstärker, ZF-Gleichrichter und Videoverstärker sowie den Fragen der automatischen Frequenznachstimmung gewidmet. Die gebrachten theoretischen Grundlagen werden durch viele konstruktive Hinweise und zahlreiche, der Praxis entnommene Berechnungsbeispiele ergänzt, so daß das Werk auch großes Interesse für den UKW- und Fernsehempfängerbau gewinnt.

Nur durch den Buchhandel erhältlich.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



Wir fertigen

Kondensator-Mikrofone

Mikrofon-Kapseln
in Studioqualität

Mikrofon-Zubehör

und

Steckverbindungen
in 5- und 6poliger Ausführung

Verkauf nur über den Fachhandel

GEORG NEUMANN & CO
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
Kommandit-Gesellschaft
GEFELL I. V. · RUF 185

Wir suchen
Röhren SR 291
Angebote mit Preis an:
Elektra KG, Schalkau/Thür.
Torleite 2

Achtung! Werkstätten!
Haben Sie überzählige Meßgeräte, evtl. reparaturbedürftig?
Suche sofort oder später
Meß- und Prüfgeräte
jeder Art für Rundfunk- und Fernsehreparaturen.
Angebote unter Nr. 5104 an DEWAG Zwickau.

Junger
Fernsehmechaniker,
ungekündigt, selbständig arbeitend, sucht neuen Wirkungskreis mit guten Entwicklungsmöglichkeiten. Wohnung erwünscht.
Angebote unter Ro 989 an Dewag-Werbung Berlin N 54



das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Auch Kleinanzeigen finden stärkste Beachtung!



Für Funk- und Fernsehfachleute!

S. S. Arschinow

Frequenzkonstanz von Röhrengeneratoren

Aus dem Russischen

Format DIN A 5, 260 Seiten, 77 Abbildungen, 12 Tafeln, Kunstleder 22,— DM

Die Frequenzkonstanz kommerzieller Senderanlagen ist bekanntlich ein ziemlich schwieriges Problem, wenn der Sender stetig abstimmbar sein soll. Das vorliegende Werk erläutert daher in ausführlicher Weise alle bei der Dimensionierung von Oszillatoren durch Temperatureinflüsse auftretenden Probleme. Nach einer umfassenden Behandlung der infolge Temperaturänderung auftretenden Schwankungen in den technischen Werten der Bauelemente geht der Verfasser theoretisch und praktisch auf die Kompensationsmethoden ein. Die hierbei abgeleiteten zahlreichen Berechnungsformeln sind in einem besonderen Kapitel nochmals übersichtlich zusammengefaßt. Dazu wird der behandelte Stoff noch durch viele Beispiele ergänzt.
Die gründliche Darstellung aller Probleme wird nicht nur durch das Einarbeiten in den bei der Bemessung hochkonstanter Oszillatoren bestehenden Fragenkomplex erleichtert, sondern auch bei der Entwicklung und Konstruktion von Sendern eine wertvolle Hilfe sein.
Ingenieure und Techniker der Hochfrequenztechnik sowie Studierende an Hoch- und Fachschulen werden dieses Buch als guten Helfer bei Arbeit und Studium bald schätzen lernen.

W. L. Kreizer

Videoverstärker

Übersetzung aus dem Russischen

Format 17,6 × 25,0 cm, 322 Seiten, 264 Abbildungen, 4 Tafeln, Kunstleder 28,— DM

Wenngleich das Buch nach seinem Titel den Eindruck eines Fernseh-Spezialbuches macht, so geht der Inhalt und die Behandlung des Stoffes weit über den Rahmen eines speziellen Fachbuches über Fernsehprobleme hinaus. Die an einen Videoverstärker zu stellenden Grundforderungen sind bekanntlich amplituden- und phasengetreue Verstärkung über den ganzen Frequenzbereich und eine bestimmte Form der Aussteuerungskennlinie zur originalgetreuen Gradationsübertragung. Diese Anforderungen rechnerisch und praktisch verwirklichen zu helfen, hat sich Kreizer, einer der wesentlichsten Fernsehspezialisten der Sowjetunion, zur Aufgabe gemacht. Im Buch behandelt er daher eingehend die Eigenschaften, Theorie und Anwendung des RC-Breitbandverstärkers für das Gebiet der Impulstechnik. Die hier für die eigentlichen Videoverstärker gewonnenen Erkenntnisse gelten ebenso für alle anderen Breitbandverstärker, bei denen es auf Verstärkung und formgetreue Nachbildung eines vorgegebenen Signals ankommt.

Die Fachpresse urteilt:

... Es erreicht dadurch die vorteilhafte Mischung zwischen der abstrakten Theorie und ihrer praktischen Anwendung, die vielen sowjetischen Lehr- und Fachbüchern eigen ist. Das Buch ist daher eine wertvolle Hilfe sowohl für den Studierenden, als auch für den ausgebildeten Ingenieur. „Die Technik" — Berlin

... es darf hervorgehoben werden, daß der Verfasser m. W. erstmalig an die Berechnung von Stromkreisen herangeht, bei denen Schaltelemente durch elektronische Schalter, wie z. B. Dioden, während des Impulses kurzseitig umgeschaltet werden.
„Deutsche Literaturzeitung"
Herausgegeben im Auftrage der Akademien der Wissenschaften zu Berlin, Göttingen, Heidelberg, Leipzig, München, Wien

... daß Ingenieure und Techniker der Fernsehtechnik sich dieses Buch anschaffen sollten, weil es ausgezeichnet geeignet ist, speziell über bestimmte Probleme der Videoverstärker zu unterrichten. „Nachrichtentechnik" — Berlin

Nur durch Buchhandlungen erhältlich!



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN